ANNO XXXVI - MARZO 1964

NUMERO 3

l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

LIRE 350

ANNO XXXVI

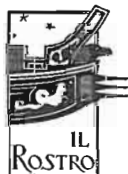
MARZO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

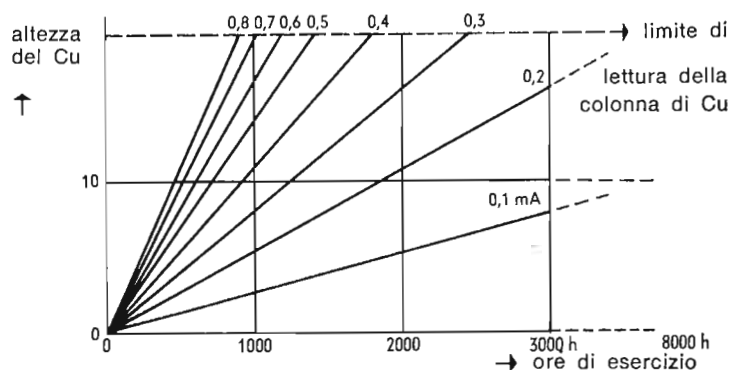
Direzione, Redazione Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

nuovo contatore di ore di esercizio

Questo nuovo componente permette di controllare nel modo più semplice l'effettivo tempo di esercizio dei più diversi apparecchi elettrici.

Il còntatore di ore di esercizio Siemens è una cella elettrolita nella quale la separazione del rame in un cilindretto graduato fornisce la misura del tempo di esercizio. Con una opportuna resistenza in serie si possono raggiungere tempi fino a 50.000 ore.

Il contatore può restare sempre inserito, perchè trascorso il tempo di esercizio, si esclude automaticamente.

Precisione di misura: 20 % mediante misura dell'altezza della colonna di rame depositata

Può essere raggiunta una precisione del 5 % pesando la quantità di rame depositata.

Dati tecnici:

Tensione di alimentazione continua o continua pulsante

Campo di indicazione: fino a 50.000 ore

Corrente di esercizio: 0,016 ÷ 0,8 mA

Peso: 4,8 g

Per descrizioni più particolareggiate Vi preghiamo di interpellarci

SIEMENS & HALSKE AG - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - MILANO

dott. ing. Alessandro Banfi

Miracolo e «austerity»

Notoriamente e giustamente, queste colonne non hanno mai avuto, nè tanto meno non l'hanno ora, alcun sapore politico.

L'accenno al miracolo economico ed all'attuale congiuntura di « austerity », è unicamente collegato all'odierno commento sulla situazione attuale del settore Radio-TV in Italia ed all'estero.

Quando nel 1950 si incominciò a ventilare l'idea di un servizio di televisione in Italia, si pensò subito ad abbinare le sorti e le previsioni di un numero di possibili teleutenti, a quelle dell'automobile.

Tanti automibilisti, si disse, e tanti teleutenti. E per la verità tale previsione non andò errata: l'aumento del numero delle automobili seguì molto dappresso l'aumento degli abbonati alla TV.

Ed allo scadare del decennale della TV alla fine del 1963, la televisione e l'automobile avevano entrambe raggiunto il loro massimo traguardo, come incremento annuale.

Infatti la TV che ha oggi superato i 4 milioni e mezzo di abbonati, ha registrato nel decorso anno l'eccezionale incremento di oltre 800.000 nuovi abbonati, la massima cifra che si sia verificata in dieci anni di televisione in Italia.

Logicamente anche l'industria Radio-TV ne ha risentito favorevolmente, con un sensibile aumento di produzione.

Tutto ciò però non deve creare false interpretazioni, nè dar luogo a smodate euforie.

Infatti sia per effetto dell'attuale regime di « austerity » imposto alla nazione, che per un logico e naturale fenomeno di revisione e ridimensionamento del tenore di vita, in conseguenza della mutata situazione economica italiana, è da prevedersi nel corso di quest'anno una certa contrazione di affari.

Ma senza peraltro apparire ostinatamente ottimisti, la flessione prevista potrebbe essere sensibilmente corretta da due fattori innegabilmente positivi.

Anzitutto, dato l'eccezionale incremento registrato nello scorso anno sarà opportuno e ragionevole fare un bilancio cumulativo di due anni alla fine del corrente anno: la media 1963-64 potrà essere più utilmente indicativa.

Inoltre i notevoli e lodevoli sforzi che la RAI sta esplicando per un miglioramento o meglio una sorta di evoluzione del genere e qualità dei programmi TV, per andare incontro alle preferenze dei teleabbonati, danno un buon affidamento dell'accrescimento dell'interesse del pubblico per la televisione, ormai divenuta un fenomeno altamente sociale.

Fortunatamente la R.A.I. può far fronte, almeno nelle attuali condizioni, alle notevoli spese per gli incrementati programmi, nonchè per l'espansione capillare del servizio TV in ogni angolo del territorio nazionale.

Infatti nel 1963 la TV ha incassato, oltre ai nominali canoni d'abbonamento, ben 18 miliardi per la pubblicità, con una media giornaliera di 50 milioni di lire.

Anche all'estero e particolarmente in Inghilterra la TV sta attraversando un periodo di rigoglioso ed euforico sviluppo, ed un vero e proprio « boom » è previsto a cavallo del 1964-1965. Qui però, vi sono particolari e ben definite ragioni alla base di tale sviluppo.

L'Inghilterra (ed anche la Francia) si vengono oggi a trovare nelle identiche nostre condizioni di circa tre anni or sono al varo del 2° programma TV.

In Inghilterra infatti si sta varando ora un terzo programma (un secondo canale commerciale I.T.A. esiste già dal 1955) in UHF, reso però piuttosto complicato dal fatto del contemporaneo cambio di « standard » (limitatamente per ora a tale nuovo canale UHF) da 405 righe a 625 righe (attuale nostro standard). Ciò significa che per ricevere il nuovo programma occorre un televisore modificato nei suoi circuiti e tutti i televisori di nuova produzione saranno del co-

(il testo segue a pag. 118)

Natale Stucchi

Controllo dei segnali video nella TV a colori

Viene presentato un nuovo strumento della Tektronix, il Vettorscopio tipo 526: questo strumento serve per il controllo dei segnali video di televisione a colori ottenuti secondo il sistema NTSC e per controllare distorsioni differenziali di fase e di guadagno in genere. Si fa precedere la descrizione dello strumento da un richiamo dei principi che regolano questo standard.

1. - CARATTERISTICA DEL COLORE

Ogni colore è caratterizzato da tre fattori: la *tinta*, la *saturazione*, la *luminanza*.

La *tinta* di ogni colore è determinata dalla sua lunghezza d'onda nello spettro della luce, ed è la caratteristica per cui un colore può essere identificato come *rosso*, *verde*, *giallo*, ecc. (la parola *colore* viene spesso usata come sinonimo di *tinta*).

La *saturazione* definisce la vividezza della tinta, cioè la presenza o meno di diluizione della tinta considerata con la luce *bianca*. La saturazione di una particolare tinta può fare definire tale tinta come pallida, pastello, cupa, vivida, ecc.

La *luminanza* è la quantità di energia luminosa che possiede la tinta considerata. Questa terza caratteristica non sarà mai menzionata in questa trattazione perchè nel sistema N.T.S.C. viene trasmessa come facente parte della TV bianco-nero.

La tinta trasmessa come *rosso* corrisponde alla tinta avente una lunghezza d'onda di circa 610 millimicron, quella trasmessa come *blu* corrisponde alla tinta avente una lunghezza d'onda di circa 470 millimicron, e quella trasmessa come verde corrisponde alla lunghezza d'onda di circa 540 millimicron.

La saturazione dipende dall'ampiezza del segnale di crominanza in relazione all'ampiezza del segnale di luminanza riferito al livello del bianco.

L'ampiezza del segnale di crominanza per la trasmissione della tinta rossa saturata è 0,63 dell'ampiezza del segnale del bianco, per il verde tale fattore è 0,59 e per il blu è 0,45.

La fig. 1 rappresenta il diagramma standard *colore-fase*.

Si nota che ogni tinta è caratterizzata dall'angolo che il proprio vettore rappresentativo fa con l'asse 0° corrispondente al vettore della subportante. Per esempio il colore rosso è rappresentato da un vettore spostato di 103,5° in senso antiorario rispetto l'asse di riferimento; questo significa che il segnale elettrico inerente il colore rosso, in questo standard, sposta la fase della sottoportante di 103,5°. Il colore ciano (secondario) produce uno spostamento di fase della sottoportante di 283,5°. I colori primari verde e blu ed i secondari magenta e giallo (rispettivamente complementari) sono anch'essi identificati dalla fase che assumono i vettori che li rappresentano.

Fig. 1 - Diagramma standard della fase dei colori vettori-colore.

La fig. 2 mostra come appare sullo schermo dello strumento « vettorscopio tipo 526 » un segnale a barre di colori saturi; i punti luminosi indicano il termine dei vettori rappresentanti le varie tinte. Si nota bene che tali vettori terminano nei reticoli luminosi geometricamente costruiti in posizione tale da accordarsi con quanto prescritto dallo standard N.T.S.C. ed illustrato nella fig. 1. Questo segnale a barre di colori non presenta distorsioni perchè appunto ogni vettore termina nei punti prescritti, cioè la saturazione e la tinta dei colori sono quelli prescritti perchè l'ampiezza e la fase dei vettori è quella stabilita.

In presenza di distorsioni differenziali i vettori non termineranno nei punti prescritti, saranno di diversa ampiezza e di diversa fase. Con una sola osservazione dello schermo si possono apprezzare l'entità delle distorsioni differenziali di fase e di ampiezza, ed anche fare un eventuale confronto con un altro segnale video applicato all'altro ingresso.

Sullo schermo del vettorscopio viene pure presentato il vettore inerente il Burst; poichè la fase del burst è spostata di 180° dalla fase della subportante, tale vettore coincide con l'asse $-x$.

Sulla fig. 2 il burst è rappresentato dalla striscia luminosa segnata con « B ».

Sulla mascherina dello schermo dello strumento sono pure segnate le tracce dei vettori I e Q.
In definitiva lo schermo del vettorscopio riproduce fedelmente il diagramma di fase dei vettori-colore del sistema N.T.S.C. e quindi ogni controllo effettuato con tale strumento è perfettamente corrispondente alle esigenze del sistema.

2. - CONNESSIONI ALLO STRUMENTO

Tutti i collegamenti allo strumento sono effettuati tramite bocchettoni coassiali posti sul retro dello strumento stesso.

2.1. - Ingressi video

Gli ingressi CHANNEL A INPUT ed CHANNEL B INPUT servono per collegarvi il segnale od i segnali video-colore da controllare; il segnale video completo di sincronismi permette anche la sincronizzazione interna dei vari circuiti.

Fig. 2 - Segnale TV colore a barre presentato sullo strumento in diagramma vettoriale.

2.2. - Ingresso sincronismi

Tale ingresso (SYNC. INPUT) serve per collegarvi dei segnali esterni per la sincronizzazione dei circuiti dello strumento. Questo ingresso viene collegato ai circuiti interessati quando il commutatore SYNC. SELECTOR viene commutato in posizione EXTERNAL.

2.3. - Sottoportante esterna

L'ingresso sottoportante SUBCARRIER INPUT accetta un segnale di sottoportante ad onda persistente necessario per la demodulazione sincrona del segnale in prova nel caso che a questo manchi il Burst. (3,58 MHz per lo standard americano e 4,43 MHz per il presumibile standard europeo).
Questa sottoportante viene connessa ai circuiti interessati quando il commutatore SUBCARRIER SELECTOR viene commutato in posizione EXTERNAL C.W.

2.4. - Intensificazione della traccia

È previsto un ingresso a jack sul retro del pannello (Z AXIS INPUT) che accetta degli impulsi positivi di circa 20 volt picco-picco per l'intensificazione della traccia sullo schermo. Il circuito interno di cancellazione viene sconnesso quando viene inserita la spina jack.

2.5. - Uscita segnale verticale

Il segnale uscente dai demodulatori verticali è anche accoppiato in c.c. alla boccola d'uscita posta sul retro del pannello (VERTICAL SIGNAL OUT); questo segnale può essere usato per un qualunque controllo remoto, l'impedenza d'uscita è di circa 5.000 Ω.

3. - CONTROLLI FRONTALI

3.1 - Controlli del tubo a raggi catodici

Questi controlli sono quelli che normalmente si trovano sugli oscillografi di classe cioè:
— Intensità (INTENSITY)
— Fuoco (FOCUS)
— Astigmatismo (ASTIGMATISM)
— Illuminazione della scala (SCALE ILLUM.)

3.2. - Controlli della posizione

Questi controlli permettono di dare l'opportuna posizione alla traccia sullo schermo del tubo r. c. Sono i due comandi VERTICAL ed ORIZZONTAL; la loro funzione è naturalmente indicata dalla loro denominazione.

3.3. - Selettore del modo di presentazione della traccia

Questo controllo (DISPLAY SELECTOR) permette di presentare sullo schermo i vettori-colore nel modo più opportuno; le possibilità sono le seguenti:
— presentazione in diagramma polare, con o senza cerchio di prova;
— presentazione in diagramma cartesiano con sweep a frequenza di riga con due possibili sensibilità.

3.4. - Presentazione dei vettori (Vector display)

Il controllo QUADRATURE PHASING regola la fase della sottoportante locale applicata al demodulatore orizzontale in modo che questo circuito si trovi a lavorare in perfetta quadratura con il demodulatore verticale. Quando il controllo in oggetto è regolato in modo appropriato, sullo schermo si vede un solo cerchio, od ellisse.

Se il comando non è perfettamente regolato sono invece visibili due ellissi aventi opposta eccentricità ed i vettori dei segnali di croma non terminano nei punti prescritti, si notano delle distorsioni di tali segnali però non dovute ad anomalie di apparati, ma a imperfetta regolazione del controllo QUADRATURE PHASING.

Il controllo AMPLIFIER BALANCE controlla il guadagno dell'amplificatore verticale in modo che il segnale applicato alle placchette di deviazione verticale del tubo r. c. possa essere uguale a quello applicato alle placchette orizzontali.

In ultima analisi questi due controlli (QUADRATURE PHASING ed AMPLIFIER BALANCE) servono a tarare le ampiezze e gli sfasamenti delle deflessioni orizzontali e verticali in modo che le eventuali distorsioni di ampiezza o di fase notate sui vettori non possano essere dovute alla non linearità del sistema di presentazione.

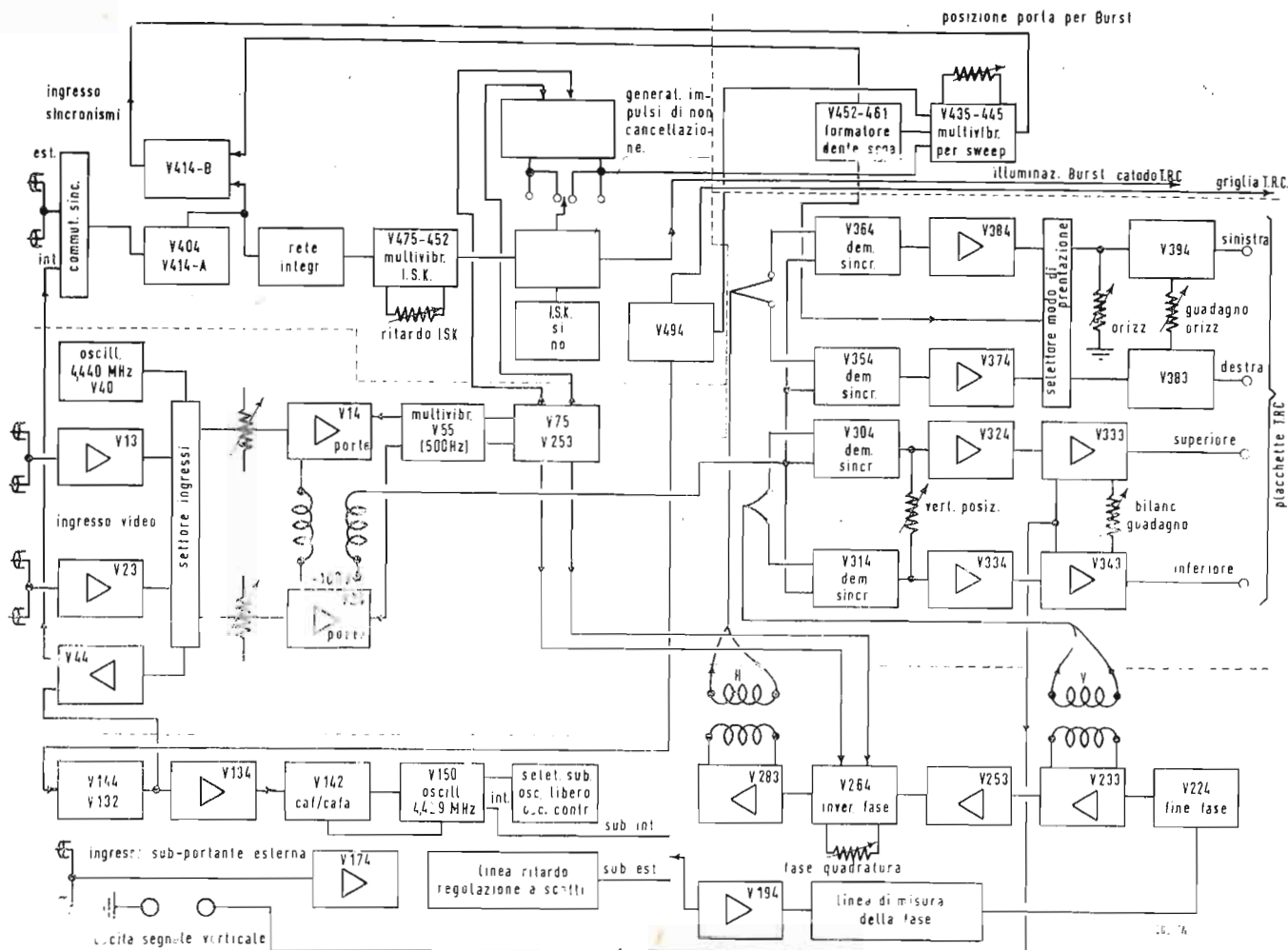



Fig. 3 - Schema a blocchi del vettorscopio Tipo 526.

3.5. - Controlli dei segnali di cromaticità

Il commutatore INPUT SELECTOR permette di poter osservare sullo schermo solo il segnale applicato al canale « A » se commutato su « A », oppure solo il segnale applicato al canale « B » se commutato su « B », oppure di osservare contemporaneamente i sue segnali se commutato su « A and B ». I due segnali sono applicati alternativamente allo schermo del tubo con una frequenza di commutazione di 500 volte il secondo.

I controlli CHANNEL A GAIN ed CHANNEL B GAIN regolano rispettivamente i guadagni dei due amplificatori.

3.6. - Controlli della sottoportante

Il commutatore SUBCARRIER SELECTOR deve essere manovrato in relazione alla sorgente di sottoportante che si usa (sottoportante necessaria per la demodulazione sincrona dei segnali di cromaticità).

La sottoportante può essere ottenuta da un generatore esterno al vettorscopio, oppure può essere rigenerata internamente.

Poichè il segnale esterno può avere fase diversa da quella che avrebbe avuta il burst (se fosse presente con il segnale TV di colore in esame) è necessario controllare questa fase con un apposito correttore. Questo è una linea di ritardo con possibilità di variazione del ritardo stesso mediante comandi esterni a pulsanti (EXTERNAL SUBCARRIER COARSE PHASE). Il controllo FINE PHASE copre una gamma di $\pm 15°$ e serve per interpolare i valori di ritardo che si hanno tra un pulsante e l'altro.

Quando il commutatore SUBCARRIER SELECTOR è commutato su INTERNAL-BURST CONTROLLED OSCILLATOR, la sottoportante è rigenerata internamente, se naturalmente il segnale videocolore sotto misura è completo di burst. La sottoportante rigenerata non passa dal controllo grossolano di fase (controllo a pulsanti) ma solo dalla regola-

zione fine (FINE PHASE) e dalla regolazione precisa (PRECISION PHASE).
Questo ultimo controllo permette una misura molto accurata degli sfasamenti dei vari vettori, precisione che si avvicina al decimo di grado; la gamma che copre è di circa 200° (da — 10° a + 190°).

4. - DESCRIZIONE DEI CIRCUITI

4.1. - Commutazione circuiti di ingresso

I segnali collegati ai due ingressi A e B sono elettronicamente commutati verso i demodulatori con un ritmo di circa 500 Hz, quindi i due segnali vengono presentati alternativamente sullo schermo.
La presentazione dei due segnali eventualmente applicati ai due ingressi oppure la presentazione di uno solo dei due segnali, dipende dalla posizione del commutatore INPUT SELECTOR - A, B, A and B.
Ogni canale ha il proprio amplificatore ed il relativo controllo di guadagno, la commutazione elettronica dei due canali avviene per mezzo di un multivibratore-commutatore (V_{55}, vedi schema a blocchi) che appunto genera degli impulsi che interdicono alternativamente i due canali agendo sulle griglie soppressione di V_{14} e V_{24}.
Quando il commutatore INPUT SELECTOR è commutato su uno dei due canali ed il commutatore DISPLAY SELECTOR è in posizione TIME SHARED WITH TEST CIRCLE viene applicato all'altro canale un segnale generato da un oscillatore a quarzo con frequenza uguale a quella della sottoportante più 10 kHz (4,43 + 0,01 = 4,44 MHz). Questo segnale viene usato per la produzione di due ellissi con opposta eccentricità, che servono per la taratura degli assi dello strumento.

4.2. - Circuiti della sottoportante

Quando si opera con la sottoportante rigenerata internamente, il burst viene separato dal segnale video-colore in uno stadio apposito e quindi applicato al circuito del controllo automatico di fase e frequenza.
Il CAF-CAFA quindi tiene in passo (in fase ed in frequenza) l'oscillatore interno con la fase e la frequenza del burst.
Nella posizione INTERNAL-FREE RUNNING OSCILLATOR del SUBCARRIER SELECTOR l'oscillatore interno viene staccato dal CAF-CAFA e spostato in frequenza di circa 200 Hz cosicchè la frequenza generata si viene a trovare parecchio lontano dalla frequenza del BURST. Con questo spostamento di frequenza l'uscita dei demodulatori sincroni è proporzionale unicamente all'ampiezza del segnale di croma sotto misura. Con la presentazione vettoriale si vedranno i vettori in rotazione caotica, mentre con la presentazione a frequenza di riga (DISPLAY SELECTOR in posizione LINE SWEEP) si vedrà una fascia orizzontale il cui inviluppo è proporzionale all'ampiezza del segnale di croma sotto misura e quindi si può apprezzare la distorsione differenziale d'ampiezza. La parte sinistra della fascia (inizio sweep) corrisponde allo inizio della riga e la parte destra (termine sweep) al termine della riga stessa.

4.3. - Demodulatori sincroni

Il segnale di crominanza è applicato alle griglie di ambedue i demodulatori verticale (V_{304} e V_{314}) e orizzontale (V_{354} e V_{364}); alle griglie soppressione di detti tubi viene applicato il segnale locale di sottoportante.
Questo segnale viene applicato a dette griglie con i seguenti sfasamenti relativi alla fase del burst; 90° e 270° per il segnale applicato ai tubi del demodulatore verticale, 0° e 180° per il segnale applicato ai tubi del demodulatore orizzontale. L'ampiezza del segnale di sottoportante è tale da far lavorare i tubi dei due demodulatori alternativamente nei due stati di conduzione o interdizione.
La sottoportante locale fa quindi rettificare il segnale applicato alla griglia controllo di ogni tubo del demodulatore e siccome la sottoportante applicata ai demodulatori orizzontali è sfasata di 90° rispetto quella applicata ai demodulatori verticali, ne segue che i segnali demodulati sono pure in quadrature tra loro.
I segnali che producono il cerchio di prova (ellissi) sul tubo vengono pure prodotti nei circuiti dei demodulatori sincroni.
Viene ricordato che gli amplificatori dei canali A e B conducono alternativamente, se uno di essi riceve il segnale video l'altro riceve il segnale dell'oscillatore per il cerchio di prova (commutatore DISPLAY SELECTOR su TIME SHARED WITH CIRCLE) ne segue che alle griglie dei demodulatori viene applicato alternativamente il segnale colore ed il segnale per il cerchio di prova.
I segnali per il cerchio, facendo battimento con la sottoportante locale, danno all'uscita dei demodulatori una frequenza pari alla differenza delle due frequenze cioè 10 kHz.
La relazione di fase tra le onde sinoidali così prodotte nei demodulatori verticale e orizzontale è la stessa (90°) dei segnali di sottoportante locale applicati alle griglie soppressore dei demodulatori stessi.
Durante metà del periodo in cui i demodulatori ricevono i segnali per il cerchio, la sottoportante locale applicata ai demodulatori orizzontali viene ruotata di 180° rispetto la fase che avevano nella prima metà dello stesso periodo; questo viene ottenuto tramite un apposito multivibratore (V_{75} e V_{253}) praticamente pilotato dallo stesso multivibratore che produce gli impulsi di commutazione dei canali d'ingresso, e di un tubo invertitore di fase (V_{264}). Questi circuiti producono una variazione di fase (da 90° a 270°) del segnale d'uscita dal demodulatore orizzontale rispetto a quello d'uscita dal demodulatore verticale; in altre parole nel demodulatore orizzontale vengono prodotti alternativamente, sempre nel periodo di tempo in cui non viene presentato il segnale video ai demodulatori, due segnali sinoidali uno anticipato e l'altro ritardato di 90° rispetto l'uscita del demodulatore verticale. In questo modo vengono prodotti sullo schermo del tubo due ellissi aventi opposta eccentricità.

4.4. - Circuiti di Sweep

La presentazione sullo schermo del segnale di crominanza può avvenire anche secondo assi cartesiani, con un apposito sweep orizzontale a frequenza di riga ponendo il commutatore DISPLAY SELECTOR in una delle due posizioni LINE SWEEP.
Con questa disposizione viene connessa alle placchette orizzontali una tensione a dente di sega che produce appunto il richiesto spazzolamento orizzontale della traccia del tubo r. c.
Il generatore di sweep è controllato dagli impulsi di sincronismo di riga dello stesso segnale sotto misura o dai segnali di sincronismo esterno.

4.5. - Cancellazione

La cancellazione avviene per l'assenza di un impulso positivo che prodotto da un multivibratore (lo stesso dello sweep orizzontale), viene accoppiato alla griglia controllo del tubo r. c. tramite un trasduttore catodico e che solo con la sua presenza permette la conduzione del tubo stesso. La partenza e la durata di questo impulso di non cancellazione sono coincidenti con la partenza e la durata del dente di sega di sweep orizzontale; il tubo r.c. rimane così funzionante solo per tutta la durata di tale spazzolamento.

4.6. - Visione dei segnali di prova inseriti sulla cancellazione verticale (V.I.T.)

Per poter osservare i segnali di prova eventualmente inseriti sulle righe della cancellazione di quadro di un segnale video qualsiasi (ad esempio lo stesso programma TV) si fa condurre il tubo r. c. solo durante questo intervallo di tempo, commutando INTERFIELD SIGNAL KEY su posizione ON. Con tale manovra si connette in circuito un tubo apposito, il quale negli intervalli tra le cancellazioni di quadro annulla l'effetto degli impulsi di non cancellazione provenienti dal multivibratore-sweep. *A*

M. W. G. Hall*

Applicazioni dei contatori elettronici nell'industria e nelle telecomunicazioni

I risultati di misure effettuate con mezzi elettronici possono essere in generale presentati visivamente in una delle due forme, analogica o numerica. Lo strumento più importante nella categoria analogica è ora l'oscilloscopio di misura, che, oltre ad essere l'utensile di più comune impiego in uffici di studi e ricerche di elettronica, può essere incontrato in quasi tutti i laboratori industriali, senza contare che spesso è impiegato nei reparti di produzione per l'impostazione ed il controllo di processi di lavorazione. La seconda categoria di strumenti, quelli del tipo con presentazione numerica, sta ora divenendo sempre più comune, ed è probabile che il contatore elettronico finirà per dimostrarsi uno strumento importantissimo nelle mani dell'ingegnere industriale. Sta infatti già trovando molte applicazioni oltre a quella più comune della misura di frequenze. Con questo strumento una qualsiasi variabile, purchè possa essere espressa come funzione della frequenza o del tempo, o come un numero di impulsi, può essere controllata, registrata e pertanto regolata.

1. - PRESTAZIONI E FUNZIONAMENTO

Lo strumento può variare al riguardo delle prestazioni di cui è capace, sicchè il prezzo ne può andare da un minimo di 150 sterline o giù di lì per il tipo più semplice di contatore a bassa frequenza fino ad oltre 1000 sterline per un contatore/contatempi ad alta velocità del tipo più elaborato. In generale, tuttavia, tutti i tipi seguono uno schema simile a quello illustrato in fig. 1, che si basa sul contatore elettronico da 10 MHz Marconi Instruments tipo TF1417.

Gli impulsi di entrata, od i cicli della frequenza che viene misurata, sono applicati ad una catena di unità decadiche di conteggio in cascata per un preciso intervallo di tempo determinato o da impulsi esterni di sgancio e di arresto o da impulsi ricavati internamente. In quest'ultimo caso, una seconda catena di unità decadiche divide il numero degli impulsi provenienti da un oscillatore a cristallo di elevata stabilità e precisione. Ciò consente immediatamente di eseguire misure esatte di tempo, dato che questi precisi segnali marcatempo possono essere applicati loro stessi a quelle fra le unità decadiche di conteggio che sono munite dei dispositivi di presentazione visiva.

Allo scopo di realizzare appieno la precisione dello strumento nella misura di frequenze basse è comune di misurare la durata del periodo — alle volte, anzi, eseguendo la media di 10, 100 o 1000 periodi col dividere la frequenza di ingresso in decadi del gruppo della base dei tempi altrimenti inutilizzate, prima di applicarla ai circuiti finestra (gate) di sgancio e di arresto.

Vengono abitualmente provveduti comandi di riarmo e di conteggio sia automatici che manuali, spesso con un comando variabile del periodo di presentazione.

I dispositivi di presentazione visiva possono prendere la forma o di lampadine al neon (o ad incandescenza) che illuminano cifre disposte in colonne; oppure di tubi numerici a gas, od unità a proiezione con lampadine ad incan-

(*) Marconi Instruments Ltd.

descienza, fornenti una presentazione allineata con caratteri di grandi dimensioni; o magari anche da equipaggi a bobina mobile (pure questi ultimi possono in realtà fornire una presentazione allineata mediante un meccanismo di proiezione). Le unità decadiche di conteggio si compongono di solito di multivibratori bistabili del tipo illustrato in fig. 2.

Il multivibratore risulterà familiare alla maggior parte degli ingegneri, ma una breve spiegazione non sarà fuori di luogo. Supposto che inizialmente TR_1 sia interdetto e TR_2 in conduzione, il collettore di TR_2 si troverà a circa 0 volt. Un impulso di ingresso ad andamento positivo verrà diretto verso la base di questo transistore dato che il diodo di pilotaggio D_1 nel circuito di base di TR_1 è polarizzato nel senso di arresto tramite R_1 in seguito al fatto che il collettore di TR_1 si trova nei pressi del potenziale della linea di alimentazione negativa. TR_2 verrà allora portato all'interdizione e TR_1, in conseguenza, comincerà a condurre finchè, con azione reciprocamente accelerativa, non si raggiunga l'altra condizione stabile, con trasferimento totale dello stato di conduzione. Il potenziale del morsetto di uscita assumerà pertanto l'uno o l'altro dei valori zero oppure quello della linea di alimentazione negativa.

Collegando insieme quattro stadi del genere, con opportuna controreazione, si può fare in modo di ottenere un circuito capace di contare fino a dieci. Un tale circuito è illustrato in fig. 3.

In questo circuito i primi tre flip-flop sono collegati semplicemente in cascata, mentre il flip-flop finale è pilotato su due linee. Così, quando l'ottavo impulso viene contato provocando la commutazione di $TR_{7/8}$, il circuito finestra si chiude, e la successiva uscita ad andamento positivo da $TR_{1/2}$, che si verifica all'atto del conteggio del decimo impulso, risulta direttamente applicata al lato di $TR_{7/8}$ in conduzione, riportando quindi la decade a zero. Ciò fornisce un funzionamento puramente binario 1-2-4-8.

Si desidera spesso di registrare le letture ottenute e ciò può farsi con una adatta macchina stampante azionata al completamento di ciascun conteggio.

La macchina stampante è comandata dalla condizione dei circuiti binari nelle decadi di conteggio che è resa disponibile su una presa a contatti multipli sotto forma di un conveniente segnale in c.c.

2. - APPLICAZIONI INDUSTRIALI

In Tabella 1 sono elencate alcune tipiche applicazioni industriali ed i tipi di trasduttori che possono impiegarsi. Si potrà notare che dette applicazioni appartengono a tre categorie.

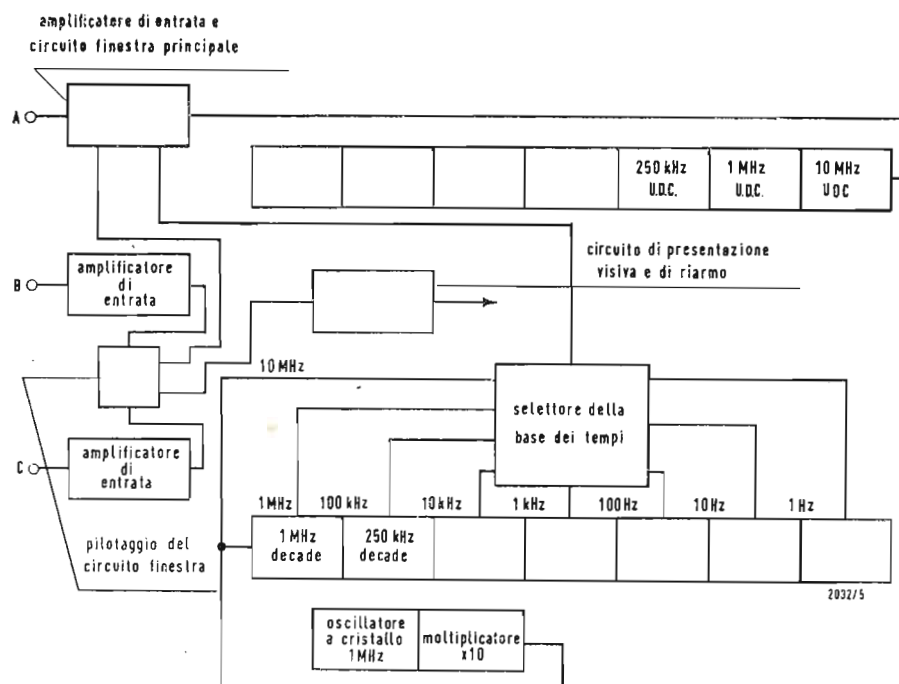



Fig. 1 - Schema a blocchi di un contatore. U.D.C. è un'abbreviazione di unità decadica di conteggio.

Tabella 1. - Alcune applicazioni tipiche e tipi di trasduttori.

FUNZIONE	TIPO DI TRASDUTTORE
a) FREQUENZIOMETRO Misura di flusso di liquidi	1. A induzione magnetica con un piccolo mulinello girante entro un elemento tubolare
Misura dello spessore di banda d'acciaio in base al rapporto tra le velocità di ingresso e di uscita	2. Trasduttore magnetico coassiale (usato con ruote dentate calettate su prolungamenti degli alberi dei rulli deflettori)
Tachimetria, giri/minuto di motori, turbine, alberi di macchine, ecc.	3. Rilevatore magnetico a riluttanza variabile, fotocellule (o fototransistori)
Regolazione della velocità di alberi di macchine, moderazione del pendolamento, ecc.	4. Come 3
Pesatura	5. Potenziometro numerico, codificatore di albero ecc., convertente una rotazione in un segnale numerico
Misura della lunghezza di carta, tessili, ecc.	6. Fotocellule, ecc. con dischi a fessure sugli alberi dei rulli
Misure con indicatori di deformazione ecc., sforzi di trazione e compressione	7. Segnali in c.c. applicati ad un convertitore tensione/frequenza
Misura di pressione	8. Trasduttore di pressione potenziometrico più convertitore t/f
Misura di lunghezza, estensimetri, ecc.	9. Trasduttore di spostamento, potenziometro rettilineo più convertitore t/f
Misura di temperatura	10. Termocoppie più convertitore t/f
Misura di vibrazione ed accelerazione, rivelazione di onde d'urto	11. Accelerometro piezoelettrico od a quarzo più convertitore t/f
Pesatura	12. Indicatore di deformazione a resistenza più convertitore t/f
Misura di accelerazione lineare	13. Accelerometro potenziometrico più convertitore
b) CONTATORE Misura del flusso integrato di un liquido (consumo di carburante ecc.)	14. Come 1
Conteggio di articoli, assortimento in lotti ecc. (indicazione di prossimità e di posizione)	15. Trasduttori in forma di sonde capacitative, fotocellule, ecc.
Misura e regolazione di peso integrato (dosaggio di miscele ecc.)	16. Come 5
c) CONTATEMPO Misura del consumo di carburante	17. Fotocellule
Misura di velocità	18. Come 17
Misura di viscosità in base al tempo impiegato da un oggetto per cadere attraverso il liquido	19. Come 17
Regolazione di valvole, pompe ecc.	20. Interruttori di fine corsa ecc.

2.1. - Misurazione della frequenza

Sotto questo capo rientrano quegli impieghi nei quali la variabile da valutarsi può essere espressa in funzione di una frequenza, sia mediante la generazione di una tensione alternata che mediante la variazione della frequenza di un segnale generato negli apparati ausiliari

2.2. - Conteggio

Questi tipi si basano sulla pura e semplice totalizzazione di eventi, ed in certi casi tali contatori sono muniti

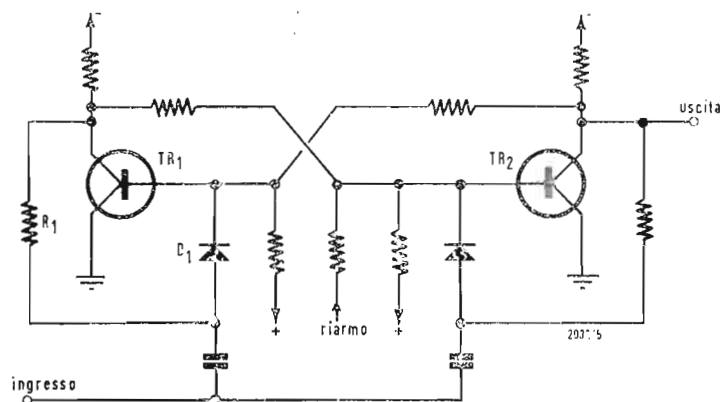



Fig. 2 - Schema elettrico di un multivibratore bistabile che forma la base della maggior parte dei circuiti di conteggio.

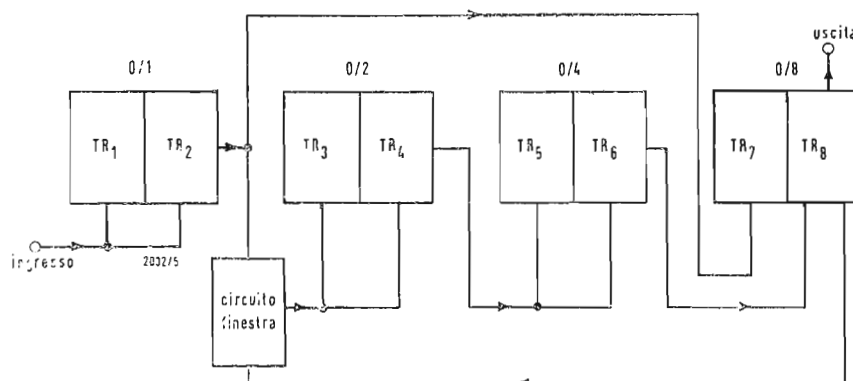



Fig. 3 - Una unità decadica di conteggio può essere costituita da quattro multivibratori bistabili come quello di fig. 2 e da un circuito finestra (gate).

La Marconi Instruments Ltd. di St. Albans, Inghilterra, annuncia un nuovo strumento elettronico di misura. Se ne dà, qui di seguito, una breve descrizione.
È un voltmetro per c.a. che ha un ampio intervallo di misura e sensibilità e stabilità elevate. È noto come Tipo TF 2600, e misura da meno di 0,1 mV a 300 V su dodici gamme di misura, con precisione ottima di misura eguale all'1 % di fondo scala per frequenza da 50 Hz a 500 kHz. È previsto per frequenze da 10 Hz a 5 MHz ma può ancora dare indicazioni utili fino a 10 MHz. Il circuito consiste di uno stadio d'ingresso a ripetitore catodico che alimenta un amplificatore a quattro valvole. Tramite un rivelatore a cristallo l'uscita dell'amplificatore va ad alimentare uno strumento di misura a bobina mobile. L'elevata resistenza d'ingresso, 10 MΩ, rappresenta un carico trascurabile per il circuito oggetto della misura. La scala di 5 pollici (12,7 cm) è calibrata per valori efficaci di una tensione sinusoidale, ma, essendo lo strumento sensibile ai valori medi, la precisione della misura è ancora buona con forme d'onda moderatamente distorte; lo strumento è anche calibrato in decibel relativi a 1 mW su 600 Ω.

di mezzi di predisposizione, di modo che alla fine del numero di eventi prefissato può fornirsi un'uscita adibita all'esecuzione di una qualche funzione di comando.

2.3. - Misurazione del tempo

In queste applicazioni si misura il tempo trascorso. Anche qui ci si può limitare alla misura dell'intervallo di tempo fra due eventi rappresentante la variabile da osservare oppure occasionalmente il dispositivo può essere predisposto in modo da offrire un intervallo di tempo preciso per la regolazione di un qualche processo industriale. Lo strumento funziona in tal caso quale orologio numerico.
Le industrie nelle quali si applicano processi a grandi quantità di materie prime senza che i prodotti consistano di articoli isolati sono state le prime ad adottare l'automazione, ed è in questi campi che il contatore elettronico sta ora facendo colpo.
Chiari esempi ne sono la lavorazione di prodotti chimici, la fabbricazione dell'acciaio, la produzione di tessili e di carta. Tecniche analoghe si incontrano in quelle industrie nelle quali si ripete un medesimo processo su vaste quantità di articoli singoli identici; per esempio la manifattura di barattoli e lattine e quella delle bottiglie ed il riempimento di tali recipienti e di altri tipi di scatole ed imballaggi.

3. - MISURA DELLA LUNGHEZZA DI BANDA D'ACCIAIO

L'industria siderurgica ha applicato metodi elettronici di regolazione e controllo a svariati processi. La tabella 1 ne dà un esempio nell'uso di un contatore per misurare lo spessore di banda d'acciaio in un laminatoio mediante il calcolo del rapporto tra le velocità di ingresso e di uscita. Un'altra applicazione interessante è la misura della lunghezza in unione agli apparati di televisione industriale a circuito chiuso che sono ora di uso comune in molti impianti del genere. L'unità TV è impiegata per osservare la banda d'acciaio ed è pertanto possibile ricavare un segnale fornente una misura diretta dalla lunghezza, dato che nel tubo da ripresa l'immagine, di massimo bianco, viene esplorata linearmente. Ciò può effettuarsi convenientemente interponendo un elemento ottico di fronte al tubo da ripresa, disposto in modo da proiettare sul fotocatodo una serie di sbarre sovrapposte all'immagine e modulare così il segnale video di massimo bianco dandogli la forma di un treno di impulsi, il numero degli impulsi risultando proporzionale alla lunghezza

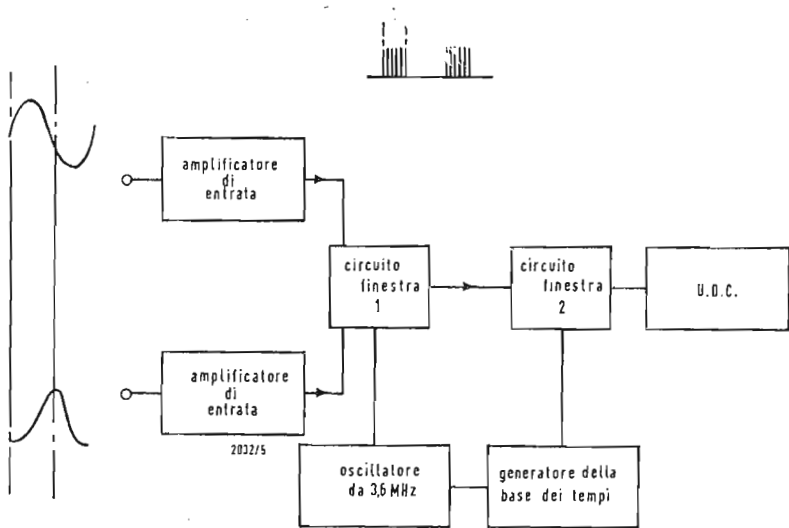



Fig. 4 - Metodo speciale di conteggio per la misura dell'angolo di fase.

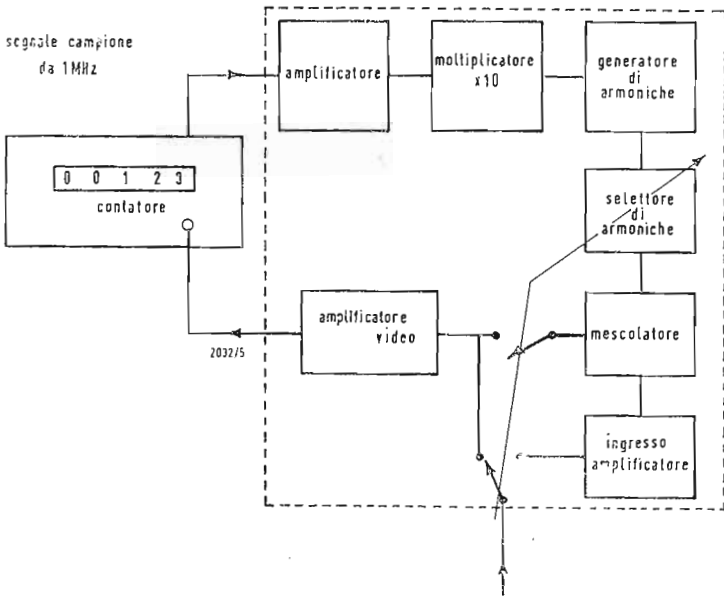



Fig. 5 - Diagramma schematico di un contatore di un'unità ad eterodina ad esso associata.

dell'immagine e perciò a quella della banda di acciaio. Per potere estendere la misura a lunghezze che non siano interamente comprese nell'angolo di ripresa della telecamera, incrementi più grandi possono essere prestabiliti ed introdotti nel contatore quando l'estremità della banda di acciaio arriva ad una fra varie stazioni dove è collocata una cellula fotoelettrica. Il conteggio degli impulsi viene poi aggiunto alla quantità prestabilita. Data la velocità del pennello elettronico nella scansione delle righe, gli impulsi prodotti esigono una rapidità di conteggio massima di oltre 2 MHz, ed il tipo TF1417 della Marconi Instruments è un'ottima scelta, specie in considerazione della sua capacità di telecomando.

L'aggiunta di un numero prestabilito può essere ottenuta disponendo che il contatore totalizzi gli impulsi marcatempo interni fintantochè la condizione dei circuiti binari di conteggio quale è esibita alla presa per il registratore stampante non corrisponda a quella voluta. Alcuni contatori di tipo altamente progredito possono essere muniti di mezzi di predisposizione più elaborati, ed invero può aversi modo di scegliere un valore alto ed uno basso e far sì che il contatore produca un segnale di allarme o di comando se la funzione da contare non rientri nei

limiti rappresentati da detti valori. L'apparato in tal caso viene impiegato come dispositivo « passa - non passa ».

4. - MISURE DI FLUSSO DI LIQUIDI

La tabella 1 dà un esempio del tipo di trasduttore che può essere impiegato per applicazioni generali. Uno degli usi principali della misura del flusso di un liquido è per il calcolo del consumo di carburante di motori d'aviazione a reazione, ecc. La totalizzazione del numero di giri del mulinello della turbina fornisce una misura del flusso totale di carburante e quindi la frequenza degli impulsi di uscita può essere uguagliata alla portata del flusso di carburante. Una forma di contatore elettronico fortemente specializzata che può essere impiegata per calcoli di questo genere è il Convertitore di Funzioni del Tempo. Questo strumento può essere usato per convertire una funzione del tempo in un'altra, per esempio il flusso di carburante può essere convertito in libbre, galloni, libbre all'ora, galloni all'ora, ecc.

Questa operazione può essere compiuta provvedendo una base dei tempi variabile in intervalli incrementali discreti fini invece dei più comuni intervalli decadici. In tal modo può applicarsi il fattore giusto come indicato nel seguente esempio.

Se la turbina dà 10 impulsi per ciascun giro, un periodo di conteggio di 6 secondi dà una lettura diretta in giri/minuto. Così, se X giri corrispondono al passaggio di un gallone, un periodo di conteggio di 6 X secondi dà una lettura diretta in galloni/minuto.

In alcuni contatori di questo tipo una seconda serie di unità decadiche di conteggio fornite di dispositivi di presentazione visiva è utilizzata per indicare il periodo di conteggio prescelto contando il numero appropriato di impulsi marcatempo.

Può anche effettuarsi la taratura di misuratori di flusso a turbina. Il numero totale di impulsi di uscita è registrato per un periodo di tempo determinato dal passaggio di un volume di prova precedentemente misurato, come risulta dal movimento di un pistone sferico dal rivelatore di inizio che dà un segnale di sgancio a quello notante la posizione finale e fornente il segnale di arresto.

5. - MISURAZIONE DI FASE

Vi sono numerose applicazioni nelle quali è desiderabile di misurare lo sfasamento fra due segnali. Per esempio, nello studio di sistemi meccanici la misura dell'angolo di fase fra forza e velocità consente l'impiego di metodi di analisi matematica basati sul concetto di impedenza.

Così pure la misura dell'angolo di fase permette di eseguire un confronto fra le caratteristiche di smorzamento di strutture similari.

I segnali fuori fase sono ricavati mediante trasduttori separati, per esempio un trasduttore di forza ed uno di velocità o spostamento.

Tali misure possono effettuarsi comodamente con un contatore per impieghi generali misurando l'intervallo di tempo fra due punti identici della forma d'onda. Ciò può farsi applicando il segnale di riferimento e quello sfasato ai circuiti di sgancio (start) e di arresto (stop). Per ottenere una lettura diretta in gradi occorre disporre di segnali marcatempo speciali prodotti esternamente da un adatto oscillatore, ad una frequenza di 360 volte quella del segnale.

Un metodo più elegante provveduto in contatori specializzati è quello illustrato in fig. 4. Si osserverà che i due segnali dei quali si vuole misurare lo sfasamento sono applicati ai due circuiti di ingresso. Dopo la correzione della forma d'onda e la regolazione del livello, questi due segnali azionano il circuito finestra (gate) 1. Uno dei segnali commuta il circuito in modo da permettere il passaggio di una serie di impulsi verso il contatore, mentre il secondo segnale, determinato dalla fase in ritardo, pone fine alla serie di impulsi. Il secondo circuito finestra assicura l'ottenimento di una lettura diretta in gradi qualunque sia la frequenza dei segnali in entrata. Questo secondo circuito determina anche la discriminazione nella lettura dell'angolo.

Per esempio, se ad una certa frequenza vi sono x impulsi/ciclo per un dato angolo di fase, moltiplicando la frequenza per n vi dovranno essere in conseguenza x/n impulsi/ciclo, ma con un periodo di conteggio uguale a quello di prima vi saranno n cicli; e pertanto ancora $x\,n/n$, ossia x, impulsi.

6. - APPLICAZIONI NEL CAMPO DELLE TELECOMUNICAZIONI

I suddetti gruppi di applicazioni hanno messo in luce il fatto che in generale gli impieghi industriali tendono a sfruttare contatori aventi capacità di conteggio a frequenze relativamente basse. Nel campo delle telecomunicazioni si è avuta una tendenza verso contatori a frequenze più elevate, il contatore da 10 MHz essendosi ormai affermato saldamente. Con l'uso di metodi ad eterodina il campo di misura base può essere esteso fino a parecchie centinaia di megahertz senza la benchè minima perdita di precisione.

6.1. - Misure di frequenza

Lo sviluppo delle comunicazioni via radio ed il conseguente affollamento dello spettro disponibile ha indotto le autorità competenti ad insistere su un controllo ed una regolazione precisi della frequenza dei trasmettitori; frequenti verifiche di questo genere essendo obbligatorie in molti casi, quale ad esempio quello di apparecchi aeroportati.

In fig. 5 viene illustrata la disposizione schematica di un contatore e di una unità ad eterodina ad esso associata. Con un tale sistema una conveniente armonica del segnale campione di 10 MHz può essere mescolata con la frequenza incognita di modo che la frequenza differenza risulti compresa entro il campo di misura base del contatore. Dato che queste armoniche sono derivate dall'oscillatore campione di frequenza, la precisione della misura risultante è quella del contatore di per sè stesso. Una tale combinazione può essere utilizzata convenientemente per frequenze fino all'estremo superiore della banda VHF. Oscillatori di trasposizione utilizzanti tecniche di ondametri ad eterodina, con la frequenza fondamentale controllata esattamente sul contatore, sono in grado di estendere il campo di misura a frequenze dell'ordine di 5 Hz.

Misure più complesse possono essere effettuate usando un analizzatore di spettro od un ricevitore panoramico in aggiunta al complesso contatore/oscillatore di trasferimento; ciò può consentire per esempio di identificare e misurare la frequenza delle singole bande laterali in apparati di telegrafia a bande laterali indipendenti, o presso il trasmettitore oppure a distanza in una stazione di intercettazione e controllo.

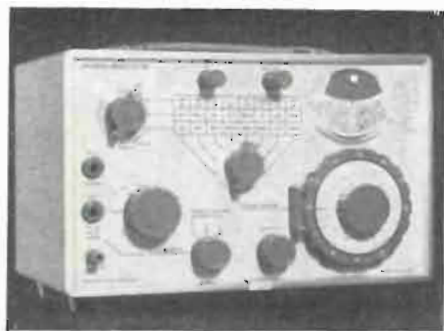
6.2. - Misurazione del tempo

Oltre alla pura e semplice misura di intervalli di tempo fra impulsi od alla misura del periodo di segnali a bassa frequenza, alcuni contatori, grazie a dispositivi di discriminazione di livello nei canali di sgancio e di arresto, sono in grado di disimpegnare compiti più complessi.

Per esempio, se il funzionamento del discriminatore, abitualmente un circuito a scatto di Schmitt, è regolato in modo da produrre un impulso disponibile per impiego come segnale di intensificazione per modulazione Z di un oscillografo a raggi catodici, è possibile misurare il tempo di salita di impulsi lenti, anche in presenza di notevoli variazioni irregolari del periodo di ripetizione. Oppure si può esaminare il decremento di circuiti risonanti eccitati ad impulso.

6.3. - Misurazione di fase

L'usitatissimo mezzo di assistenza alla navigazione aerea V.O.R. fa assegnamento sulla differenza di fase fra due segnali di 30 Hz per provvedere informazioni in senso azimutale. Questo angolo di fase può essere verificato con un contatore, e purchè si possa

Effettuazione della misura della frequenza di una tramissione con il contatore frequenziometro da 10 MHz Marconi Instruments TF1417. Una unità addizionale facoltativa estende il campo di misura di questo strumento fino a 220 MHz,

Il Ponte Universale, Tipo TF 2700, della MARCONI INSTRUMENTS CO. è completamente transistorizzato ed ha una precisione di misura base del ± 1 %. È uno strumento interamente portatile ed è eccezionalmente versatile in confronto con altri ponti universali dello stesso tipo. Allo scopo di rendere possibili altri tipi di misure, oltre che misure passive di componenti isolati, è prevista la connessione di circuiti addizionali esterni: per far funzionare questi ultimi occorre solo connetterli agli appositi morsetti o jack previsti sullo strumento.

Le gamme di misura sono le seguenti. Induttanza: da 0,2 μH a 110 H in 8 gamme decimali da 11 μH a 110 H in fondo scala. Capacità: da 0,5 pF a 1100 μF in 8 gamme da 110 pF a 1100 μF in fondo scala. Resistenza: da 10 mΩ a 11 MΩ in 8 gamme da 1,1 Ω a 11 MΩ in fondo scala. Indicazione del Q: da 0 a 10 a 1 kHz. Indicazione del *D*: da 0 a 0,1 o da 0 a 10 a 1 kHz.

Un ponte di Wheatstone standard viene usato per misura di resistenze. Nella misura di capacità, il componente incognito viene misurato o come circuito serie equivalente o come circuito parallelo equivalente per mezzo di un ponte RC. Nella misura di induttanze, possono usarsi sia il circuito di Maxwell sia quello di Hay per misure rispettivamente del circuito serie equivalente o del circuito parallelo equivalente.

ridurre al minimo l'ambiguità del livello di scatto, è possibile realizzare la precisione necessaria di ± 0,1 %.

6.4. - Conclusioni

La precedente discussione tratta in breve alcune delle più comuni applicazioni dei contatori elettronici. In generale la precisione di un qualsiasi contatore numerico è limitata a più o meno una unità della cifra meno significativa, con l'ulteriore errore, naturalmente, dovuto alla tolleranza sul valore nominale del campione interno a cristallo.

6.5. - Misurazione della frequenza

La precisione è determinata dalla stabilità del campione interno che provvede il preciso intervallo di conteggio. Si dovrà inoltre tenere conto dell'incertezza di ± 1 nel conteggio, cosicchè per un dato periodo di conteggio le frequenze più elevate saranno misurate con la massima discriminazione e precisione.

6.6. - Misurazione del periodo.

In tal caso gli errori saranno:

a) Ambiguità del livello di scatto del circuito finestra.

b) Limiti di precisione dei segnali marcatempo interni.

c) L'incertezza di ± 1 nel conteggio.

Per entrate sinusoidali l'errore totale possibile può essere espresso come $1/\pi\ E_n/E_s$, in cui:

E_n = rumore complessivo, compreso quello dovuto ai circuiti del contatore;

E_s = livello del segnale;

oppure $1/\pi\ E_n/E_s$, in cui n è il numero dei periodi in misure della media di più periodi.

6.7. - Misurazione di fase

Il segnale di riferimento e quello sfasato sono usati per sganciare ed arrestare il contatore, con quest'ultimo disposto per la misura del periodo e di intervalli di tempo.

$$\theta = 360° \cdot \frac{T}{t}$$

in cui:

θ = differenza di fase in gradi;

T = differenza di fase in numero di segnali marcatempo interni;

t = periodo del segnale in numero di segnali marcatempo interni.

Per ottenere quindi dal contatore una lettura diretta in gradi bisogna provvere segnali marcatempo esterni ad una frequenza n 360 *fs* in cui n è un intero che determina la discriminazione desiderata ed *fs* è la frequenza del segnale da misurare.

La precisione ottenuta è funzione dell'ambiguità del livello di scatto — l'unità per misure di fase Marconi TN7261 in unione al contatore Marconi TF 1417 permettendo di effettuare misure a 30 Hz (V.O.R.) a meno di 0,1°.

7. - BIBLIOGRAFIA

Counter Frequency Meter TF1417 (Il contatore/frequenziometro RF1417) - D. W. Bissett, Marconi Instrumentation Vol. 8 Num. 4. A.

Comunicato Magneti Marelli

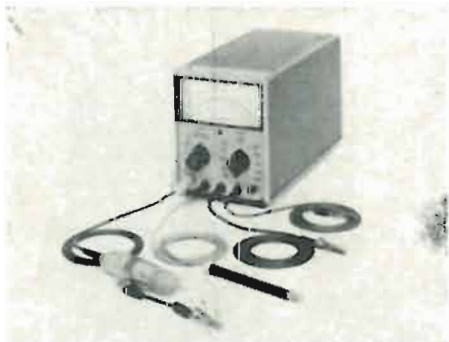
Il conte Bruno Quintavalle ha annunciato la vendita alla General Telephone della quota azionaria Magneti Marelli nella Marelli Lenkurt. Il conte Quintavalle ha precisato che l'attività professionale elettronica della Marelli Lenkurt si è sempre più rivolta al campo specializzato delle telecomunicazioni, divergendo quindi dalle attività principali della Magneti Marelli. A tale riguardo, il conte Quintavalle ha dichiarato che la General Telephone continuerà lo sviluppo della Marelli Lenkurt quale una delle più note fabbriche di apparecchiature di micro-onde nel mondo.

La Marelli Lenkurt ha installato importanti impianti in Australia, Argentina, Olanda, Tunisia, Marocco, Norvegia e Canadà. La gamma dei prodotti progettati e sviluppati dai suoi ingegneri comprende: ponti radio a micro-onde, sistemi a frequenze vettrici, trasmettitori, apparecchiature di prova ed apparecchiature per trasmissioni televisive.

L'esperienza della Magneti Marelli nel campo elettronico risale all'anno 1928, quando fu installato in Italia il primo laboratorio per lo sviluppo della produzione in serie dei prodotti elettronici. In seguito, sotto la direzione dei Prof. Enrico Fermi, Francesco Vecchiacchi e Francesco Carassa, vennero costruite apparecchiature di trasmissione, ampliati i laboratori ed estesi i campi di lavorazione ottenendo in Italia i primi importanti risultati; sono da ricordare tra questi: il primo sistema televisivo messo in funzione a Milano nel 1938, il primo ponte radio costruito in Europa nel 1939 che collegava Roma a Milano, il primo radar prodotto in Italia, il primo collegamento micro-onde pluricanale costruito in Italia (Roma-Pescara), tutte le apparecchiature riceventi e trasmittenti usate dall'Esercito Italiano sui carri armati, tutta l'attuale rete televisiva per programmi sui due canali, molti trasmettitori e ripetitori per televisione e radio usati sulla rete italiana, compresi i primi trasmettitori ad alta frequenza (che impiegano tubi Klystron) e la stazione spaziale di trasmissione e ricezione usata da Telespazio per comunicazioni mondiali. Esistono molti brevetti per alcune delle ricerche più avanzate nel campo delle telecomunicazioni.

L'attività della Marelli Lenkurt iniziò nel gennaio 1961 con l'acquisto del reparto professionale elettronico della Magneti Marelli e del reparto tramissioni della Automatic Electric S.p.A. La Società era di proprietà della Magneti Marelli e della General Telephone sotto la direzione del Presidente e Consigliere Delegato, conte Bruno Quintavalle.

La General Telephone è uno dei più importanti gruppi americani, che gestisce società telefoniche e costruisce apparecchiature telefoniche, componenti elettronici e prodotti di illuminazione. Le più importanti affiliate sono l'Automatic Electric per apparecchiature telefoniche e la Sylvania per componenti elettronici, televisori, prodotti d'illuminazione ed apparecchiature militari.

La General Telephone possiede fabbriche in Canadà, Inghilterra, Belgio, Germania, Italia, Brasile, Argentina, Messico, Giappone ed India e dispone inoltre di una organizzazione internazionale di vendita. I prodotti della Marelli Lenkurt sono distribuiti all'estero dalla General Telephone.

Tra gli strumenti presentati recentemente dalla Hewlett Packard Co. è un voltmetro universale con stabilizzazione mediante foto-chopper. È il mod. 410C che consente tra l'altro, misure di tensioni c.c. da 15 mV a 1500 V ± 2%) e, con l'uso di un adatto probe, tensioni r.f. fino a 700 MHz e 0,5 V f.s.

Prova di controllo elettronico del traffico su autostrade

Sotto la direzione dell'incaricato di ingegneria civile al Politecnico della Georgia, prof. Donald O. Couvault, si sta svolgendo su un tratto di autostrada a sud di Louisville, nel Kentucky, un esperimento di controllo del traffico automobilistico mediante l'impiego di uno speciale circuito radio che segnala agli automobilisti le condizioni del traffico sul percorso.

Il circuito radio comprende sei trasmittenti campali e 100 ricevitori portatili a morsetto che vengono dati in consegna ad automobilisti scelti a caso all'atto dell'ingresso sull'autostrada a pagamento « Kentucky Turnpike ». I ricevitori restano silenziosi sino a quando non entrano nel raggio di una delle radiotrasmittenti. A questo punto captano un messaggio registrato che comunica i limiti di velocità, i pericoli della strada ed altre informazioni che interessano l'automobilista.

(n.s.)

Altro strumento della Hewlett-Packard Co. è il nuovo counter transistorizzato adatto a funzionare per misure di frequenza dalla continua fino a 50 MHz, con una stabilità migliore di ± 2 parti su 10^{-7} per mese.

Nuovo transistore planare epitassiale per VHF della SGS

Un nuovo transistore planare epitassiale al silicio per VHF — il 2N918 — è ora commercialmente disponibile dalla Società Generale Semiconduttori SpA. Progettato per il funzionamento più efficace in applicazioni per amplificatori a basso rumore fino a 500 MHz, il 2N918 è caratterizzato da una f_T minima di 600 MHz, C_{ob} max. 1,7 pF, C_{TE} max. 2,0 pF, e guadagno di potenza minimo 15 dB a 200 MHz. Un amplificatore a frequenza intermedia a tre stadi impiegante transistori 2N918 può fornire un guadagno di oltre 90 dB a 45 MHz con una figura di rumore di 3 dB.

Altre applicazioni del 2N918 comprendono oscillatori locali ad 1 MHz, circuiti di commutazione non saturati con tempi di salita e caduta inferiori a 2,5 nanosecondi, circuiti di commutazione a livelli di microwatt ed amplificatori video a larga banda.

(s.g.s.)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Alimentatori per c.c. con circuito di protezione elettronico*

Con l'aumentare dell'impiego dei transistori aumenta anche il bisogno di alimentatori adatti. Gli elementi primari, od anche gli accumulatori, non sempre possono soddisfare tutte le esigenze. Essi sono troppo costosi, troppo pesanti, richiedono manutenzione o sostituzioni, il tempo di carica è lungo. Poichè finora non si è riusciti a produrre direttamente energia elettrica continua in modo idoneo, ci si rivolge quasi sempre alle reti a corrente alternata, particolarmente nei casi in cui si debbano alimentare degli apparecchi a transistori stazionari. Si pensi per esempio alla produzione di apparecchi a transistori per la cui messa a punto, taratura, prova e riparazione occorre sempre avere a disposizione una sorgente di corrente continua con tensione regolabile. Si pensi anche ai numerosissimi strumenti di indicazione, misura, prova, ecc., che quasi sempre abbisognano di una sorgente a bassa tensione in corrente continua di solito con certe esigenze di costanza della tensione.

PER SODDISFARE tali esigenze di esercizio sono stati realizzati i piccoli alimentatori stabilizzati innestabili della Fuba Werk. Essi sono previsti per il collegamento alla rete alternata a 50 Hz e 220 o 110 V. La tensione continua in uscita viene stabilizzata elettronicamente contro le variazioni sia della tensione di alimentazione sia del carico. Essi sono costituiti in genere da un trasformatore, un raddrizzatore, un circuito di regolazione con un transistore in serie, transistori di comando ed uno o più diodi zener come standard

(*) Rielaborato da KRAMER, Gleichstrom-Speiseinheiten mit elektronischer Sicherung, *Radio Mentor*, luglio 1962, pag. 506.

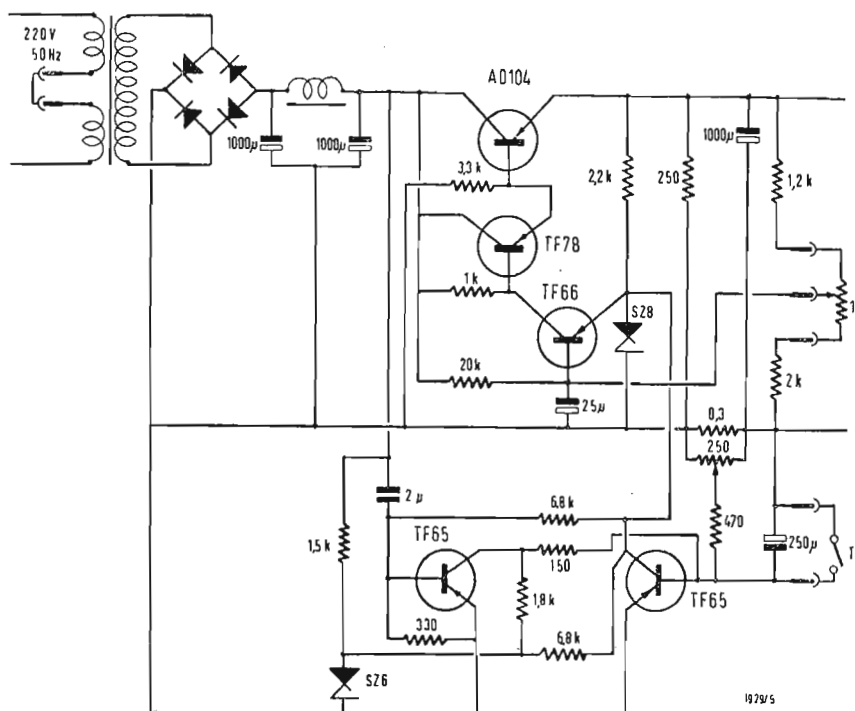



Fig. 1 - Alimentatore per corrente continua stabilizzato con tensione in uscita regolabile e circuito elettronico di sicurezza.

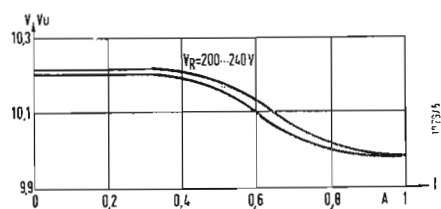



Fig. 2 - Tensione in uscita V_U di un alimentatore SWV 009, con regolazione della tensione a 10,2 V, in funzione della tensione di rete V_R e della corrente *I*.

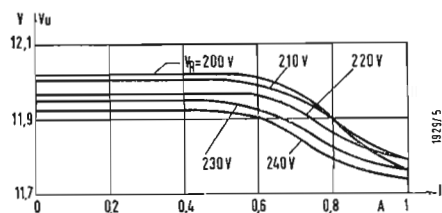



Fig. 3 - Tensione in uscita V_U di un alimentatore SWV 009, con regolazione della tensione a 12 V, in funzione della tensione di rete V_R e della corrente *I*.

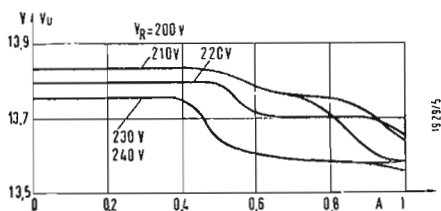



Fig. 4 - Tensione in uscita V_U di un alimentatore SWV 009, con regolazione della tensione a 13,8 V, in funzione della tensione di rete V_R e della corrente *I*.

di tensione. Gli alimentatori possono essere previsti per tensione in uscita fissa oppure regolabile. Naturalmente le unità con tensione in uscita regolabile permettono dei valori minori della corrente in uscita, perchè la variazione della tensione viene ottenuta provocando delle cadute di tensione interne.

La stabilizzazione della tensione in uscita è, per l'intera serie, migliore del $\pm$ 1 $^0{}_0$, per una variazione della tensione di rete del $\pm$ 10%, e del $\pm$ 3% per una variazione del carico da pieno carico a vuoto. La serie è composta da due classi di potenza, le unità più piccole hanno in media una potenza di 40 VA con dimensioni di 60×60×73 mm^3. Le unità più grosse danno invece in media una potenza di 15 VA ed hanno le dimensioni 60×160×73 mm^3. Queste ultime sono provviste anche di un circuito di sicurezza elettronico che in caso di cortocircuito stacca l'unità e quindi salva i transistori. Questa sicurezza elettronica è costituita da un circuito basculante bistabile, equipaggiato con due transistori. Quando entra in azione la sicurezza elettronica, si interrompe la linea nella quale è inserito il transistore di potenza. Dopo avere eliminato il cortocircuito, per rimettere sotto tensione l'alimentatore, è necessario premere un tasto, da montare esternamente, che provoca la commutazione del circuito basculante.

1. - CIRCUITO

La fig. 1 illustra lo schema dell'alimentatore SWV009 che ha una tensione in uscita regolabile da 10,3 a 13,8 V ed una corrente massima derivabile di 1 A. La figura si può considerare composta da tre elementi principali: a sinistra il raddrizzatore, in mezzo la parte di regolazione e più sotto il circuito di sicurezza elettronico. Il raddrizzatore non abbisogna di chiarimenti. Il circuito di regolazione è equipaggiato superiormente con il transistore di potenza AD104, inserito nel circuito di potenza, il quale, variando opportunamente la caduta di tensione fra il proprio collettore e l'emettitore, concorre a mantenere costante la tensione in uscita, Più sotto si trova il transistore di comando TF78 ed il transistore di regolazione TF66. L'emettitore di questo transistore viene alimentato con una tensione resa costante dal diodo Zener SZ8, mentre alla sua base arriva una tensione proporzionale alla tensione in uscita. Il valore di questa tensione può essere modificato mediante il potenziometro da 1 kΩ, da inserire esternamente all'unità. Si arriva così a fissare un certo livello di tensione al di sopra del quale il transistore di potenza viene comandato in una posizione di maggiore caduta di tensione, fra emettitore e collettore, dall'alta amplificazione dei due transistori di regolazione e di comando.

Il circuito di regolazione ora descritto rappresenta una regolazione all'indietro che riesce a ridurre notevolmente le variazioni di tensione, ma non può mai annullarle. Si è allora provveduto anche ad una regolazione in avanti mediante la resistenza da 20 kΩ che porta la tensione negativa sulla base del transistore di regolazione. Con tale regolazione in avanti si riesce ad annullare completamente la variazione di tensione. Nel circuito di uscita è inserita una resistenza di circa 0,3 Ω con in parallelo un potenziometro di regolazione da 250 Ω. Dalla spazzola di tale potenziometro viene prelevato il segnale che serve per il comando del circuito di sicurezza elettronico.

2. - SICUREZZA

Per rendere il valore della corrente di scatto indipendente dalla tensione in uscita l'alimentazione del circuito di sicurezza viene stabilizzata mediante il diodo zener SZ6. Come elementi di accoppiamento si hanno solo resistenze ohmiche che sono dimensionate in modo che, in condizioni di funzionamento normali, il transistore di destra non sia conduttore. Esso non assorbe quindi alcuna corrente attraverso la resistenza da 6,8 kΩ del suo circuito di collettore, questo si trova quindi alla tensione del diodo Zener SZ6. Collegata allo stesso punto, attraverso il partitore di tensione 6,8 kΩ 330 Ω, si trova la base dell'altro transistore TF75, la tensione è negativa, quindi il transistore conduce. Ciò significa che sul suo collettore rimane una tensione minima che non è sufficiente per rendere conduttore il primo TF65.

Quando la corrente in uscita, in conseguenza di un cortocircuito, aumenta molto al di sopra del limite consentito, arriva una corrente di comando sulla base del transistore di destra, attraverso la resistenza da 470 Ω; il transistore diventa allora conduttore e la sua tensione collettore-emettitore diminuisce. Il circuito commuta quindi nell'altra posizione stabile e il transistore di sinistra diventa non conduttore. Attraverso le resistenze da 1,8 kΩ e 150 Ω arriva ora una alta tensione negativa sulla base del TF65 di destra e quindi la sua tensione di collettore, e perciò anche la tensione del diodo Zener SZ8, scendono a zero. L'emettitore del transistore di regolazione TF66 diventa fortemente positivo rispetto alla base. Questo transistore fa allora in modo che sulla resistenza da 1 kΩ, posta fra base ed emettitore di TF68, venga a trovarsi quasi tutta la tensione di esercizio. In conseguenza il transistore di comando viene bloccato e così pure il transistore di potenza. Ci si trova quindi in definitiva in una situazione nella quale i transistori non soffrono alcun danno termico per sovraccarichi.

Per ritornare alla condizione di funzionamento, dopo avere eliminato il cortocircuito è necessario premere il tasto

(il testo segue a pag. 146)

Funzionamento del tubo indicatore decadico Z550M come numeratore*

Per velocità di conteggio che non eccedono approssimativamente 1000 impulsi al secondo, come è richiesto in contatori a bassa velocità, il tubo indicatore decadico tipo Z550M può essere fatto funzionare come « contatore », cosicchè non è necessario usare un'unità di conteggio separata per controllare il tubo. Si può così ottenere una considerevole economia, essendo richiesto solo un transistor per pilotare lo Z550M.
In questo articolo viene descritto il funzionamento di un circuito auto-contatore e vengono dati tutti i valori per un circuito pratico.

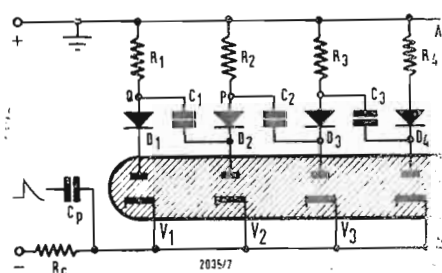



Fig. 1 - Circuito base per il funzionamento dello Z550M come contatore (solo quattro dei 10 « diodi sono indicati).

Il tubo a riempimento gassoso Z550M può essere usato per indicare il numero di conteggi registrati da un contatore a transistor.

È vero che il tempo di deionizzazione, relativamente lungo, dello Z550M, impedisce che l'indicazione possa seguire conteggi con velocità superiore all'incirca di 1000 impulsi secondo, ma ciò non è comunque deprecabile dato che quello che importa è che il tubo indichi il numero esatto dopo che è stato applicato l'ultimo impulso. In realtà, la velocità di conteggio è limitata esclusivamente dal contatore, e la bassa energia richiesta dal tubo indicatore (5 V, e meno di 50 μA) può essere facilmente fornita da un'unità a transistor senza limitare eccessivamente la sua velocità. Tuttavia, anche in contatori ad alta velocità, la cadenza non supera i 1000 impulsi al secondo per ogni stadio di conteggio; per esempio le centinaia, le migliaia, e le decadi più alte. Verrà indicato più oltre come lo Z550M può essere fatto funzionare esso stesso come tubo contatore, cosicchè in questo caso, può essere evitato l'uso di un'unità decadica di conteggio.

È necessario solo un transistor per decade per assicurare che gli impulsi applicati abbiano l'ampiezza e la forma richieste.

Nel circuito descritto, il primo impulso sposta la scarica luminosa dalla posizione 0 alla posizione 1, l'impulso seguente la sposta alla posizione 2, e così via, finchè il decimo impulso riporta la scarica sul'a posizione 0; si produce allora un impulso in uscita che trasferisce la scarica al seguente Z550M per indicare la posizione 1 della decade seguente.

1. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

1.1. - Trasferimento della scarica luminosa

Per comprendere il funzionamento dello Z550M come contatore si deve tener presente che il tubo è, in realtà, una combinazione di 10 triodi a riempimento gassoso, (tubi trigger) contenuti in un'ampolla comune, ed aventi collegati fra di loro i catodi e gli anodi. Le tensioni applicate sono quindi le stesse per tutti i catodi e per tutti gli anodi; sarà conveniente considerare gli « starter » come gli anodi di dieci diodi a gas separati, aventi un catodo in comune.

La variazione della caduta di tensione sulle relative resistenze degli starter, viene sfruttata per spostare la scarica luminosa alla posizione successiva. Ciò può essere spiegato con riferimento alla fig. 1. Quando lo Z550M viene usato semplicemente come tubo indicatore deve essere pilotato in alternata; quando invece questo tubo viene impiegato come contatore è necessaria un'alimentazione in continua, in cui la linea comune *B* è negativa rispetto alla linea comune *A*. Una resistenza comune B_f è inserita fra l'alimentatore e la linea *B*, alla quale vengono trasmessi gli impulsi di conteggio con polarità positiva, a mezzo del condensatore C_p. Gli impulsi non vengono quindi inviati sui dieci starter, come avviene nel circuito in cui lo Z550M viene impiegato come un semplice indicatore. Supponiamo, per esempio, che il « diodo » V_2 sia innescato. A causa della presenza della resistenza in serie relativamente elevata R_c, la tensione ai capi del diodo è ridotta al suo valore di mantenimento,

(*) Le presenti informazioni sono state pubblicate nel *Bollettino tecnico d'informazione Philips*, n. 34.

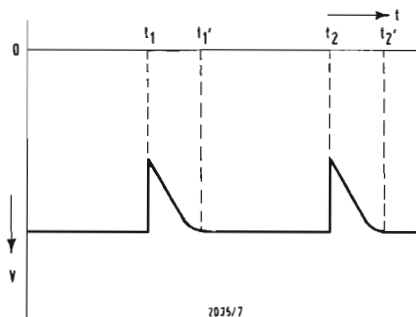



Fig. 2 - Differenza di potenziale fra le linee *A* e *B* in funzione del tempo. In t_1 la scarica luminosa si estingue dato che la differenza di potenziale è caduta al di sotto della tensione di mantenimento della scarica. Siccome questa differenza aumenta gradualmente di nuovo la scarica luminosa è riennescata in t_1 sul « diodo » successivo dato che questo diodo è polarizzato dalla tensione prodotta in t_1 sulla resistenza in serie al « diodo » precedente. In t_2 la scarica luminosa è spostata ancora una volta in modo analogo.

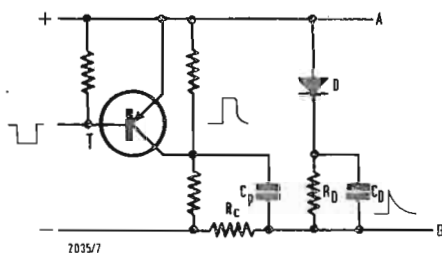



Fig. 3 - Il circuito di ingresso comprende un transistor per amplificare l'impulso di ingresso e un diodo funzionante come squadratore d'impulsi.

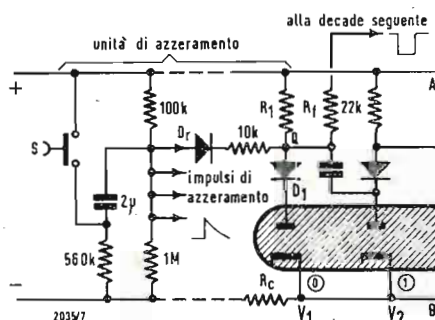



Fig. 4 - Il circuito indica come viene prelevato l'impulso per il funzionamento della decade successiva e come vengono ottenuti gli impulsi di azzeramento per un corto numero di decadi.

e, se la caduta di tensione sulla resistenza R_2 è minore della differenza fra la tensione di innesco e la tensione di mantenimento degli altri dieci « diodi », non vi sarà alcun pericolo che la scarica « luminosa » venga spostata senza volerlo. (La caduta di tensione sul diodo al germanio D_2, può essere trascurata in quanto il diodo è in conduzione). Quando, nell'istante t_1, viene applicato all'entrata un impulso positivo (vedi fig. 2), la tensione sulla linea *B* diverrà temporaneamente meno negativa e tale che la scarica in V_2 si estingue, ciò fa sì che il potenziale nel punto *P* aumenti rapidamente di un valore pari alla caduta di tensione che si aveva originariamente sulla resistenza R_2; l'impulso positivo così prodotto in questo punto viene portato all'anodo del « diodo » V_3 a mezzo del condensatore C_2. Questo « diodo » risulta quindi privilegiato rispetto agli altri « diodi » essendo il suo anodo diventato più positivo, rispetto alla linea comune dei catodi, di quello degli altri diodi.

Quando l'impulso applicato comincia a decrescere e il potenziale della linea *B* riprende il suo valore originale, sarà il « diodo » V_3 che innescherà per primo. L'impulso prodotto nel punto *P*, dovuto all'estinzione di V_2, polarizza V_3, e il condensatore C_2 manterrà questa polarizzazione fino a che questo « diodo » non si innesca, dato che il diodo D_3, polarizzato in senso inverso, si oppone alla scarica di C_2. Una certa scarica comunque si verifica a causa della corrente inversa di questo diodo al germanio e della corrente di perdita del condensatore stesso; siccome però l'impulso nel punto *P* è dovuto al lato ascendente di quel particolare impulso, mentre il lato discendente produce l'accensione di V_3, non vi è tempo sufficiente perchè la polarizzazione diminuisca apprezzabilmente.

L'impulso positivo nel punto *P* è ovviamente portato anche sull'anodo del « diodo » precedente V_1, attraverso il diodo al germanio D_2, il condensatore C_1 e il diodo al germanio D_1, ma ciò non porta ad una polarizzazione di V_1 in quanto il condensatore C_1 si scarica rapidamente attraverso R_1, R_2 e il diodo al germanio D_2 polarizzato in senso diretto. Il rischio, che la scarica luminosa venga portata indietro dal « diodo » V_2 al diodo V_1 è quindi evitata col circuito di fig. 1.

Più alto è il valore di R_2 e maggiore sarà l'ampiezza dell'impulso nel punto *P* e la polarizzazione del « diodo » seguente V_3. Ciò aumenta la certezza che la scarica luminosa verrà davvero spostata su V_3, quando, dopo l'applicazione di un impulso, la tensione sulla linea *B* riassume il suo valore originale. Come accennato prima, la caduta di tensione su R_2 non deve essere d'altra parte, così grande che, quando V_2 è innescato, la tensione sugli anodi degli altri « diodi » superi il loro valore d'innesco; se ciò si verificasse, potrebbe accadere che la scarica luminosa, iniziasse su un catodo sbagliato. La differenza fra la tensione di innesco e la tensione di mantenimento fra starter e catodo è approssimativamente di 25 V; tuttavia, per effetto dell'influenza che hanno i diodi adiacenti sul catodo acceso, questa differenza si riduce approssimativamente a 17 V. Circa metà di questa differenza di tensione, per esempio 9 V, può essere usata per polarizzare il « diodo » seguente, e questa tensione è sufficientemente ampia per assicurare un funzionamento sicuro, essendo quasi il doppio della tensione necessaria normalmente per controllare il tubo (tensione di polarizzazione minima + 5 V).

La durata del lato discendente dell'impulso dovrebbe essere sufficiente, per permettere alla scarica luminosa di estinguersi e di non reinnescarsi sullo stesso catodo. Nello stesso tempo però non dovrebbe essere apprezzabilmente più lunga di quanto detto prima, principalmente perchè risulterebbe ridotta la massima velocità di conteggio. Si può ancora ottenere un sicuro funzionamento ad una velocità di conteggio maggiore di 1000 impulsi al secondo.

1.2. - Circuito d'entrata

La fig. 3 mostra il circuito d'ingresso consigliato. Il collettore del transistor *T* è collegato ad una presa di un partitore di tensione in modo da ridurre la tensione emettitore-collettore ad un valore di sicurezza. Gli impulsi di polarità negativa vengono portati alla base di questo transistor in modo da sovrapilotarlo; ciò produce sul collettore impulsi positivi che rendono la linea *B* temporaneamente meno negativa.

La funzione del condensatore C_D in unione alla resistenza R_D e al diodo al germanio *D* verrà spiegata più avanti.

1.3. - Accoppiamento alla successiva decade e messa a zero

Un'altra decade, identica a quella mostrata in figura 1, può essere messa in funzione ogni qualvolta la scarica luminosa ritorna sul primo diodo (cioè ogni dieci impulsi), collegando il suo circuito d'ingresso (fig. 3) al punto *Q* attraverso una resistenza di circa 22 kΩ (vedi fig. 4). Il tratto discendente dell'impulso negativo prodotto in questo punto appena il primo « diodo » si innesca, ha effettivamente l'inclinazione richiesta, per cui il diodo squadratore e formatore dell'impulso, e i relativi componenti del circuito di ingresso della seconda e della seguente decade potrebbero essere omessi; in questo caso però verrebbe sacrificata la intercambiabilità delle decadi.

Prima di iniziare a contare, tutte le decadi debbono essere azzerate. Questa operazione può essere effettuata man-

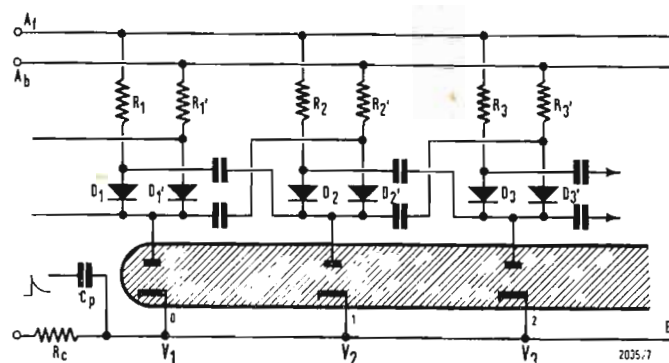



Fig. 5 - Circuito per il conteggio diretto e indiretto (sono indicati solo tre dei dieci « diodi »).

Le resistenze R_1 R_1' R_2 ... devono essere del tipo con tolleranza del ± 5 % e avere un valore di 3,9 kΩ. La tensione di alimentazione alla resistenza comune R_c da 47 kΩ (del tipo con tolleranza del ± 2 %) dovrebbe essere —210 V ± 2 % rispetto alla linea A_f per il conteggio inverso.

Tutti i condensatori (10 nF) dovrebbero essere del tipo con tolleranza del ± 10 %.

Miracolo e „austerity"

(segue da pag. 101)

sidetto tipo « bistandard », cioè consentiranno la ricezione su due « standard » commutabili manualmente.

Non si deve inoltre dimenticare che attualmente in Inghilterra vi sono circa 14 milioni di abbonati alla TV e pertanto tutti i riflessi industriali e commerciali saranno in proporzione a tale rilevante numero di utenti interessati.

Infatti i dati ufficiali comunicati dal B.R.E.M.A. (l'ANIE inglese) sono di oltre un milione e mezzo di televisori prodotti con un massimo mensile di 200.000 nel mese di novembre 1963, registrando un aumento del 20% nei rispetti della produzione 1962.

Per citare un esempio, una delle massime industrie Radio-TV inglesi ha festeggiato nel dicembre 1963 il suo 3 milionesimo televisore prodotto nelle sue fabbriche.

Attualmente tale gruppo industriale produce un televisore ogni 14 secondi di giornate lavorative.

Aggiungasi che nei prossimi anni 1965-1966 si affaccerà in Inghilterra anche la TV a colori.

Come vedesi il futuro della TV è molto promettente nonostante le crisi economiche che oggi ci affliggono.

Un po' di ottimismo non guasta. A

dando un impulso positivo nel punto Q di tutte le decadi. La scarica luminosa può essere in questo modo spostata sul primo « diodo », purchè l'ampiezza e la durata di questo impulso di azzeramento siano sufficienti; la corrente relativamente forte che attraverserà allora questo primo « diodo » produrrà su R_0 una caduta di tensione tale da ridurre la tensione della linea B ad un valore per cui la scarica luminosa su qualsiasi altro catodo risulta automaticamente estinta.

Un circuito adatto a produrre l'impulso di azzeramento per parecchie decadi è indicato nella parte sinistra della fig. 4. Quando l'interruttore S viene chiuso, il condensatore si scarica rapidamente mentre un impulso positivo compare sul suo elettrodo superiore. La resistenza in serie da 10 kΩ e il diodo R_1, che risulta polarizzato in senso inverso durante il normale funzionamento del contatore, impediscono che il circuito di azzeramento interferisca con il funzionamento del tubo. Vengono evitati in questo modo anche gli accoppiamenti indesiderati dei contatori col circuito di azzeramento.

1.4. - Conteggio alla rovescia

Il circuito di figura 1 può essere modificato come indicato in figura 5 in modo che, oltre al conteggio diretto, sia possibile anche il conteggio alla rovescia. Per il conteggio diretto il potenziale della linea A_b deve essere di almeno 15 V più basso di quello della linea A_f; per il conteggio alla rovescia vale il contrario. In ambedue i casi il conteggio ha luogo applicando degli impulsi positivi alla linea comune B.

Il funzionamento del circuito può essere spiegato considerando il diodo V_2 innescato. Se la linea A_f è positiva rispetto alla linea A_b, la corrente scorrerà esclusivamente attraverso il diodo D_2 e la resistenza R_2, essendo il diodo D'_2 polarizzato in senso inverso. Quando V_2 si estingue a causa di un impulso positivo applicato alla linea comune B, un impulso positivo si produrrà nel senso di unione di R_2 e di D_2, e questo impulso verrà portato attraverso il condensatore in serie sull'anodo del « diodo » V_3, col risultato che la scarica luminosa risulterà avanzata di una posizione. Se d'altra parte, la linea A_b fosse stata positiva rispetto alla linea A_f, la corrente di V_2 avrebbe attraversato D'_2 e R'_2 essendo in questo caso il diodo D_2 polarizzato in senso inverso; l'impulso positivo prodottosi all'estinzione di V_2 sarebbe stato allora portato sull'anodo del « diodo » precedente V_1, e la scarica luminosa si sarebbe spostata indietro di una posizione Si può osservare che in questo circuito l'impulso prodotto sull'anodo di un « diodo » in estinzione non viene portato nella sua totalità al « diodo » desiderato.

Se, per esempio, la linea A_f è positiva rispetto alla linea A_b, l'impulso prodotto sull'anodo di V_2 quando si estingue V_1, sfuggirà parzialmente sulla linea A_b attraverso la resistenza in serie R'_3 e il corrispondente condensatore. Le resistenze in serie dovrebbero avere d'altra parte un valore più alto possibile come è stato raccomandato per il circuito di fig. 1, e dovrebbero essere usati componenti con tolleranze strette (vedi fig. 5).

2. - IL CIRCUITO COMPLETO

La fig. 6 mostra lo schema di un circuito completo di un contatore a decade in accordo con le figg. 1 e 3.

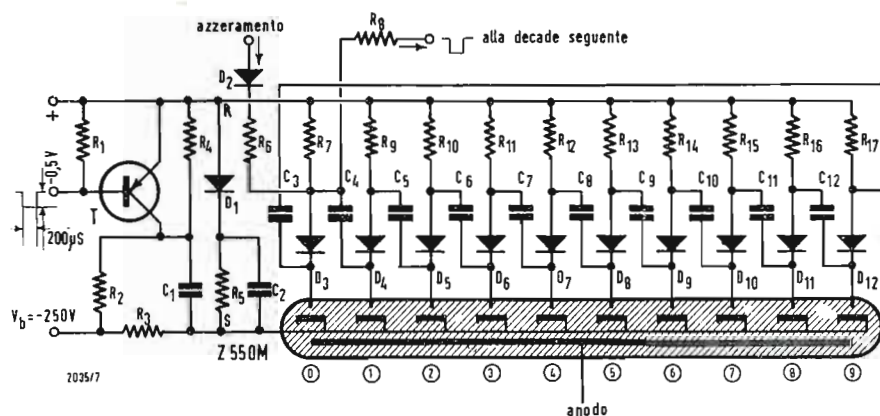



Fig. 6 - Schema elettrico del circuito del divisore completo compreso il circuito d'ingresso.

Valore dei componenti:
R_1 = 1,2 kΩ, ¼ W; R_2 = 150 kΩ, ½ W; R_3 = 39 kΩ, 1 W; R_4 = 27 kΩ, ½ W; R_5 = 470 kΩ, ¼ W; R_6 = 10 kΩ, ½ W; R_7 = 22 kΩ, 0,1 W; R_8 = 22 kΩ, ¼ W; R_9–R_{17} = 22 kΩ, 0,1 W.
C_1 = 22 nF, poliestere; C_2 = 56 nF, poliestere; C_3–C_{62} = 10 nF, ceramico.
D_1 = diodo al germanio OA95; D_2 = diodo al germanio OA95; D_3–D_{12} = diodi al germanio OA95.

Quando non è applicato nessun impulso, la tensione collettore-emettitore del transistor T nel circuito di ingresso è (1):

$$V_{CE} = V_b \,.\, R_4/(R_4 + R_2) =$$
$$= -250 \times 27\,(27 + 150) = -38 \text{ V}.$$

La durata dell'impulso prodotto dal transistor sulla linea comune dei catodi, è dato dall'espressione:

$$t = RC \,.\, \log_e \frac{V_b - V_{arc} - V_s + V_{CE}}{V_b + V_{ign} + V_s}$$

nella quale:

- R è la resistenza da 39 kΩ (R_3) in serie alla linea comune dei catodi,
- C è il condensatore da 22 μF (C_1) connesso sulla resistenza di emettitore,
- V_b è la tensione di alimentazione di —250 V,
- V_s è la caduta di tensione di 9 V sulla resistenza in serie allo starter,
- V_{arc} è la tensione di scarica (80 V) fra uno starter e il catodo dello Z550M,
- V_{CE} è la tensione collettore-emettitore del transistor in assenza di segnale (38 V),
- $V_{\cdot gn}$ è la tensione di innesco.

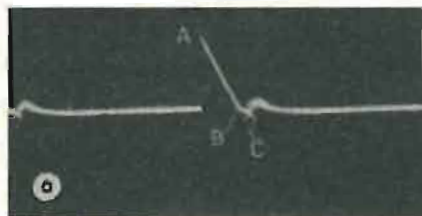
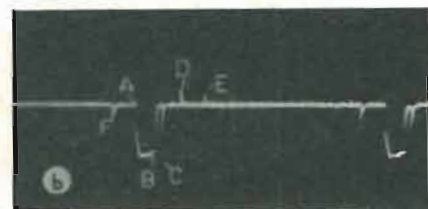
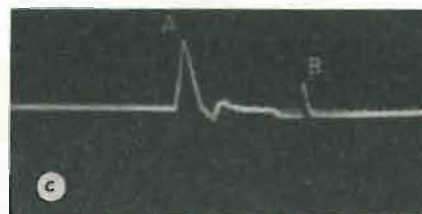
La sostituzione di questi valori nella precedente espressione dà $t = 182$ μs che è sufficiente in considerazione del tempo di deionizzazione dello Z550M. Tuttavia, se vengono applicati degli impulsi col lato discendente a gradini, il transistor viene interdetto così rapidamente che un improvviso salto di tensione in eccesso giunge sulla linea comune B, e questo può portare a dei conteggi errati, dovuti al ritardo dell'accensione della decade che segue. Questo rischio viene evitato smorzando l'impulso sulla linea comune dei catodi, per mezzo del condensatore C_2. Questo condensatore è normalmente caricato ad una tensione pari alla somma della tensione di scarica dello Z550M e della caduta di tensione su una delle resistenze di starter, essendo il diodo al germanio D_1 polarizzato in senso diretto. Ne risulta che le rapide variazioni negative della tensione di catodo risultano controbilanciate.

I valori di C_2 e di R_5 sono stati scelti in modo da dare un funzionamento sicuro anche se vengono applicati all'ingresso impulsi di forma quadrata. Il condensatore C- inoltre salvaguarda il transistor contro i transitori eccessivi che possono capitare durante l'accensione o se il tubo viene rimosso mentre la tensione di alimentazione è ancora inserita.

3. - RISULTATI MISURATI

Per analizzare il funzionamento del circuito indicato in fig. 6, furono registrati parecchi oscillogrammi ad una cadenza di conteggio di 1000 impulsi al secondo. La tensione di alimentazione era 250 V ± 10%. Gli impulsi di ingresso avevano una ampiezza di 0,5 V ± 20% e una durata di 200 μs ± 20%.

La fig. 7 mostra la tensione esistente fra i punti R e S. In A il transistor viene improvvisamente sovrapilotato e la scarica luminosa dello Z550M si estingue. Secondo l'oscillogramma, la caduta di tensione è di 30 V, contro il valore calcolato di 38 V. Ciò è dovuto al condensatore C_1 che non si scarica completamente ad una cadenza di conteggio di 100 impulsi al secondo, e alla corrente di fuga del transistor nel circuito d'ingresso. Nell'istante B il diodo al germanio D_1 diventa conduttore, con conseguente diminuzione

(1) In questa espressione la corrente inversa di saturazione di collettore I_{CEO} viene trascurata. Ciò è permesso, purchè la temperatura del transistor rimanga sufficientemente bassa. Quando ciò non avviene, sarà necessario un circuito di stabilizzazione più elaborato.

a) Tensione fra i punti R e S; le scale delle ordinate e ascisse sono rispettivamente di 0,2 ms/cm e di 10 V/cm.

b) Caduta di tensione sulla resistenza R_7; le scale delle ordinate e delle ascisse sono rispettivamente di 0,2 ms/cm e di 10 V/cm.

c) Caduta di tensione sulla resistenza R_7 sul diodo D_3 e sulla corrispondente cifra del tubo della seconda decade; le scale delle ordinate e delle ascisse sono rispettivamente 0,4 ms/cm e 20 V/cm.

d) Tensione esistente fra il collettore e l'emettitore del transistor nel circuito d'ingresso; le scale sono identiche a quelle in a).

Fig. 7 - Oscillogrammi delle tensioni esistenti nei vari punti durante il funzionamento del contatore.

della pendenza del fianco discendente dell'impulso. La caduta di tensione al punto C è causata dal reinnesco della scarica luminosa. Una certa dispersione può prodursi a causa di leggere anomalie fra le tensioni di innesco delle singole scariche.

La figura 7b mostra la caduta di tensione sulla resistenza R_7. Nell'istante A il tubo è innescato alla cifra 0. Nell'istante B la scarica luminosa si estingue, e in C la scarica si riaccende sul catodo successivo (cifra 1) per l'impulso negativo dato dal condensatore di accoppiamento C_4. Nell'istante D, la scarica luminosa è di nuovo estinta per effetto dell'aumento di tensione sullo starter 1 causato da C_4. Nell'istante E la cifra 2 è spenta e un impulso positivo più piccolo si produce sulla resistenza R_7 attraverso i due condensatori C_4 e C_5 in serie. L'impulso negativo del punto F si produce solo quando la cifra 9 è innescata e la caduta di tensione su R_{17} viene portata attraverso C_3 e D_3 in serie. Il ciclo completo si ripete ogni dieci impulsi.

La fig. 7c mostra la tensione esistente sul tubo in serie con la resistenza R_7 e il diodo D_3 di una seconda decade.

Questo oscillogramma corrisponde a quello di fig. 7a, ma ora l'impulso positivo A per l'estinzione del tubo è seguito da un impulso più piccolo.

Ciò è dovuto al fatto che l'ingresso della seconda decade è collegato alla uscita della prima decade. L'impulso più piccolo B è causato dall'impulso negativo C di fig. 7b.

La sua ampiezza è insufficiente per spostare la scarica luminosa della seconda decade, e la sua durata è troppo breve per causare inconvenienti.

Infine, l'oscillogramma di fig. 7b mostra la tensione collettore-emettitore del transistor nel circuito di ingresso.

A

Transistori PNP ed NPN per pilotaggio rapido di nuclei magnetici

La Società Generale Semiconduttori SpA ha annunciato la disponibilità della serie 2N2845 di transistori planari epitassiali al silicio di tipo NPN, insieme al tipo PNP complementare 2N2696.

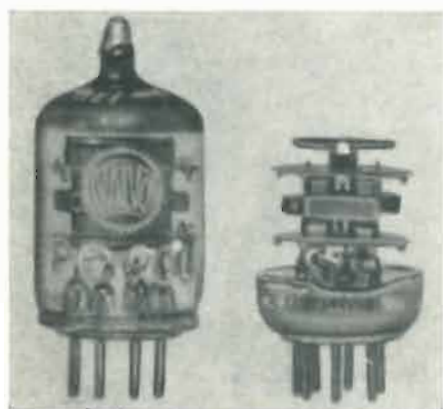
La serie NPN 2N2845 è caratterizzata da tempi di commutazione massimi da 40 n sec a 150 mA, tensione di saturazione massima di 1 V a 500 mA e tensioni di collettore fino a 60 V.

Il tipo PNP 2N2696 ha un tempo di commutazione da interdizione a conduzione di non oltre 70 n sec ed un tempo di commutazione da conduzione ad interdizione di non oltre 170 n sec a 300 mA, tensione di saturazione massima di 1 V a 300 mA e tensione di collettore di 25 V.

Tanto i transistori NPN che quelli PNP utilizzano una geometria nuova ed unica che provvede un rapporto ottimo fra emettitore e base. Questa configurazione risulta in caratteristiche ideali sia per applicazioni di pilotaggio rapido di nuclei magnetici che per impieghi generali.

(s.g.s.)

dott. ing. Giuseppe Checchinato

PC900: un triodo ad alta pendenza per stadi d'ingresso in VHF*

Il nuovo triodo PC900 ed il suo sistema interno in grandezza naturale.

(*) Di U. Meier e E. Schaaff, tradotto da *Funkschau*, giugno 1963, pag. 143.

I PROGRESSI nel campo dei tubi elettronici hanno reso possibile la costruzione di un triodo ad alta pendenza per il primo stadio del selettore di canale VHF, semplificando così la costruzione di tale complesso.
Il valore della conduttanza effettiva di accoppiamento fra entrata ed uscita del tubo è quello che determina la sua idoneità a funzionare come amplificatore in VHF ed il tipo di circuito nel quale può essere inserito. La capacità fra l'elettrodo di entrata e quello di uscita rappresenta infatti la via attraverso la quale avviene l'accoppiamento fra uscita ed entrata.
Poiché la capacità fra catodo ed anodo dei normali tubi è sempre inferiore per ragioni geometriche a quelle fra griglia ed anodo era naturale pensare, come prima soluzione, all'impiego di un triodo collegato con griglia comune. Per tale soluzione si aveva a disposizione la esecuzione *P* del noto tubo EC92. Esso però con la sua pendenza di 7,2 mA, dove una amplificazione troppo bassa rispetto ai tubi a griglia tesa. Inoltre, a causa delle sfavorevole trasformazione del segnale in entrata dell'impedenza dell'antenna alla bassa impedenza di entrata del circuito a griglia comune ($r_i \simeq 1/S$), andava perduta troppa amplificazione di tensione, tanto che questo stadio non avrebbe potuto reggere il confronto con gli stadi a cascode. D'altra parte la capacità di 1,8 pF fra griglia ed anodo rendeva difficile l'impiego del PC92 in un circuito con catodo comune.
La crescente importanza data negli USA ai sintonizzatori a neutrodi, relativamente semplici, ha incitato i costruttori di tubi a cercare nuovamente di diminuire la capacità anodo-griglia di un triodo in modo da renderlo adatto al funzionamento in un circuito con catodo comune neutralizzato. Il primo neutrodo costruito secondo questo principio è stato il triodo regolabile PC95. A causa della sua bassa capacità fra anodo e griglia esso poteva già essere utilizzato in circuiti neutralizzati con catodo comune. Però il livello di rumore dei selettori di canale equipaggiati con

Tabella 1. - Capacità dei neutrodi in confronto con i tipi PC92 e PCC88.

TIPO	C_i senza schermatura esterna	C_i con schermatura esterna	C_o senza schermatura esterna	C_o con schermatura esterna	C_{ag} senza schermatura esterna	C_{ag} con schermatura esterna
PC92	2,8	—	0,55	1,4	1,8	—
PCC88	3,3	3,3	1,8	2,5	1,4	1,4
PC95	4,4	4,4	3,0	4,0	0,38	0,36
PC97	—	5,0	—	4,3	—	0,48
PC900	—	4,5	—	3,0	—	0,35

Tabella 2 - Pendenza dei neutrodi in confronto con il tipo PC92.

		PC92	PC95	PC97	PC900
V_a	V	200	200	135	135
$-V_g$	V	0,9	1,2	1,0	1,0
I_a	mA	12	10	11	11,5
S	mA/V	7,2	10,5	13	14,5
$-V_a$ per $S/10$	V	—	—	—	2,4
$-V_g$ per $S/20$	V	—	3,8	3,1	—
$-V_g$ per $S/100$	V	—	5,6	5,0	5,3

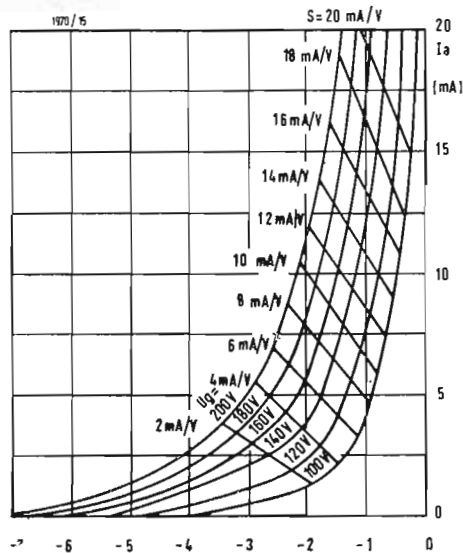



Fig. 1 - Caratteristiche I_a/V_g del triodo PC 900 per $V_s = 0$ V. Parametri: V_a da 100 a 200 V, S da 2 a 20 mA/V.

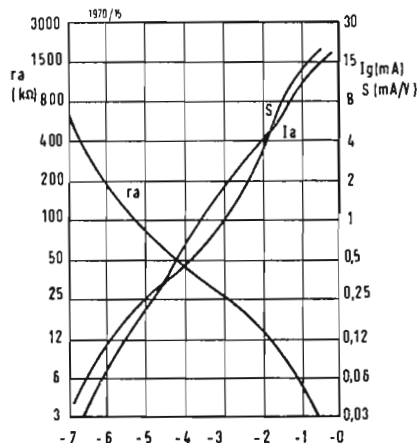



Fig. 2 - Caratteristiche I_a, S, r_a in funzione di — V_g per $V_a = 135$ V e $V_s = 0$ V.

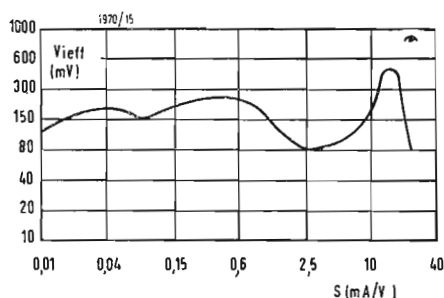



Fig. 3 - Modulazione incrociata ($V_{ieff} = f(S)$ per $m_k = 1$ %) per — $V_b = 200$ V e $R_k = 4,3$ kΩ.

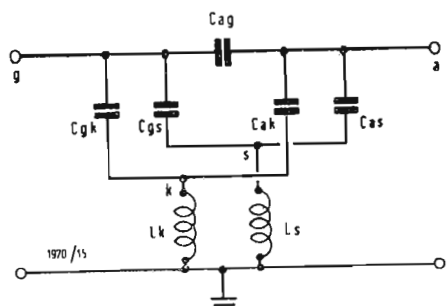



Fig. 4 - Rappresentazione delle tre vie di accoppiamento mediante due circuiti a doppio T sovrapposti.

questo tubo (pendenza 10,5 mA/V con corrente anodica di 10 mA) era superiore a quello che si poteva ottenere con i tubi PCC88 o PCC189. La valvola PC95 era destinata soprattutto agli USA dove viene denominata 6ER5. Dopo il triodo PC97, già introdotto in Germania, arriva ora sul mercato il triodo per A.F. PC 900 che con una pendenza di 14,5 mA/V per una corrente anodica di 11,5 mA e con una capacità griglia-anodo di 0,35 pF può reggere bene il confronto con i circuiti a doppio triodo, più sopra ricordati, per quanto riguarda l'amplificazione di tensione, il rumore, la regolabilità e la soppressione della irradiazione di disturbo. In tal caso la neutralizzazione impedisce l'autoinnesco del tubo, porta ad un livello accettabile la irradiazione di disturbo dell'oscillatore e diminuisce l'attenuazione in entrata del prestadio, con ciò si aumenta la tensione del segnale di ricezione e si ottiene una maggiore amplificazione a.

Questa introduzione dovrebbe dimostrare che la costruzione del triodo è stata determinata dalle esigenze richieste delle caratteristiche elettriche di un selettore di canale. Nel seguito dell'articolo illustreremo in quale modo venne risolto il problema tecnografico e quali risultati si possono ottenere; in pratica con il Tubo PC 900.

1. - COSTRUZIONI E CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Se si pensa che un neutrodo deve avere una pendenza notevolmente superiore a quella del tubo PC92 per la sua costruzione si dovrà ricorrere alla griglia tesa. Si dovranno inoltre trovare degli accorgimenti per diminuire le capacità e ciò fa subito pensare a tubi del tipo PCC88 o PCC189.

Le capacità interelettrodiche sono sempre composte da tre componenti:

1) una parte dovuta alle superfici attive degli elettrodi, cioè di quelle superfici che provvedono all'emissione o alla ricezione degli elettroni;

2) una parte dovuta alle superfici inattive degli elettrodi, cioè a quegli elementi che servono da supporto o sostegno delle superfici attive;

3) una parte dovuta a collegamenti degli elettrodi all'interno dell'ampolla.

Le due componenti dovute alle superfici attive a ai collegamenti sono difficilmente diminuibili. Già nel tubo PCC88, per tenere bassa la superficie inattiva degli elettrodi, si è data agli anodi una forma a naso. Con ciò si è ottenuto che, nonostante il ravvicinamento degli elettrodi, la capacità non aumentasse di troppo (vedi tab. 1). Decisivi sono però stati anche gli altri accorgimenti che hanno permesso di ridurre ulteriormente le capacità. In un pentodo le griglie ausiliarie inserite fra anodo e griglia controllo contribuiscono a far diminuire la capacità fra anodo e griglia controllo, e questo effetto è più accentuato per quegli elettrodi che riescono a catturare gli elettroni marginali (tubi beam-power). Era quindi naturale pensare alla introduzione di questi lamierini fra anodo e griglia in modo da schermare le parti inattive degli elettrodi. La forma a naso dell'anodo si adatta bene a questa soluzione. Questo principio costruttivo fu già adottato nel PC95. Come si vede dalla tab. 1 con un tale accorgimento la capacità griglia-anodo scende a circa un quarto rispetto al tubo PCC88 ed a circa un quinto rispetto al tubo PC92. Le capacità di entrata e di uscita vengono naturalmente aumentate dall'aggiunta dei lamierini, tale inconveniente è però molto inferiore al vantaggio della diminuzione della capacità griglia-anodo. Come abbiamo già detto la pendenza della PC95 (non era sufficiente per raggiungere i bassi valori di rumore della PCC88.

Perciò nel tubo PC97, realizzato dopo il PC95, si è aumentata la pendenza a 13 mA/V (vedi tab. 2), diminuendo de 25% la distanza degli elettrodi. Però diminuendo la distanza fra gli elettrodi si fa aumentare la capacità. La caratteristica fu pure variata: con la pendenza di cui sopra si ottiene una corrente anodica di 10 mA con una tensione anodica abbassata a 135 V.

Nel nuovo tubo PC900, con una ulteriore diminuzione della distanza fra gli elettrodi si è riusciti ad aumentare la pendenza fino a 14,5 mA/V (vedi tab. 2) Inoltre con l'adattamento ottimo dei lamierini interni si è riusciti a riportare le capacità ai valori del tubo PC95 (vedi tab. 1). Ciò si ottenne sia diminuendo l'ampiezza della finestra nel lamierino di schermo, interposto fra griglia e anodo, sia eliminando le superfici laterali dello schermo e dell'anodo. Il nuovo tubo permette così di raggiungere lo stesso livello di rumore dei doppi triodi PCC88 e PCC189. Inoltre rimane assicurata una sufficiente sopppressione dell'irradiazione di disturbo.

Le dimensioni del PC900 sono molto ridotte. Come i tipi precedenti esso ha uno zoccolo con sette piedini, però è molto più basso. Si tratta del tubo a sette piedini più basso (35 mm) oggi disponibile sul mercato. I collegamenti di piedini sono stati scelti in modo da mantenere l'anodo e la griglia diametralmente opposti al fine di avere la minima capacità. Anche il contributo dato dall'ampolla alla capacità di reazione rappresenta il minimo raggiungibile. Lo schermo interno non viene collegato al catodo ma viene portato all'esterno separatamente. Con ciò si ha maggiore libertà nella scelta del circuito di neutralizzazione.

Se si impiega il tubo nel campo della corrente di griglia si possono ottenere dei valori di pendenza superiori ai valori nominali della tab. 2. Come si vede dalla tab. 3, che riporta i dati per l'impiego del PC900, si possono raggiungere delle pendenze fino a 20 mA/V.

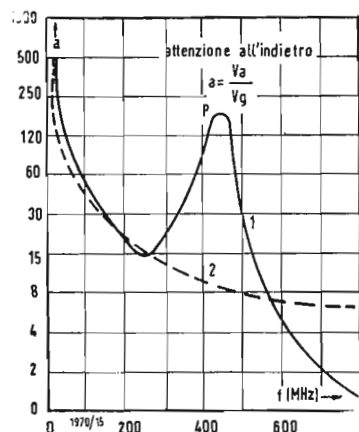



Fig. 5 - Attenuazione all'indietro a = V_a/V_g. Curva 1 = attenuazione del segnale dell'anodo alla griglia del tubo PC 900. Curva 2 = relazione fra attenuazione all'indietro e frequenza per C_{ag} = 0,3 pF. P = punto di risonanza in parallelo.

Il nuovo triodo soddisfa anche l'esigenza della regolabilità. La caratteristica di regolazione ha una forma tale che con una polarizzazione di 8 V si può ottenere una pendenza pari ad un centesimo della pendenza del punto di lavoro (vedi tab. 3). Questi 8 V sono facilmente derivabili dei normali circuiti di regolazione. La caratteristica di regolazione permette di mantenere favorevole la modulazione incrociata anche durante la regolazione. Perciò il PC900 potrà essere usato anche nei ricevitori TV con audio in MA. Nelle fig. 1, 2, 3, sono rappresentate le caratteristiche di regolazione e l'andamento della pendenza, in funzione della polarizzazione di griglia, più l'andamento della modulazione incrociata.

2. - NEUTRALIZZAZIONE DEL PC900 COLLEGATO CON CATODO COMUNE

Se negli stadi di amplificazione in VHF si evita l'accoppiamento fra gli elementi circuitali di anodo e di griglia, mediante una accurata separazione spaziale, rimangono ancora le reazioni all'indietro fra uscita ed entrata dello stadio di entrata, dovute al circuito. Queste reazioni sono in particolare provocate dalle capacità fra gli elettrodi del tubo e dalle induttanze dei conduttori di collegamento.

In un circuito con catodo comune si hanno tre vie di accoppiamento principali che si possono rappresentare con due circuiti a doppio T (fig. 4) sovrapposti. Se si trasformano i due circuiti a T negli equivalenti circuiti a π, mediante una trasformazione stella-triangolo, si ottengono i valori delle ammettenze in entrata ed in uscita che servono per la sintonizzazione dei circuiti di griglia e di anodo.

Per l'ammettenza griglia-anodo risultante si ottengono, in funzione della frequenza, delle risonanze serie e parallelo che caratterizzano il cosidetto

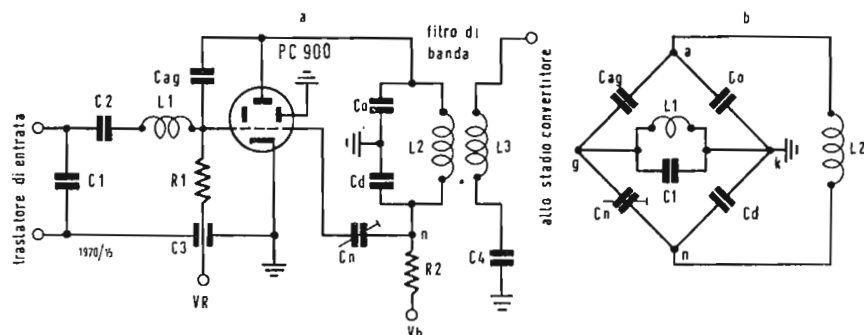



Fig. 6a - Schema di principio dello stadio di entrata di un selettore di canale per VHF con neutralizzazione di anodo. - Fig. 6b - Circuito a ponte semplificato corrispondente al circuito della fig. 8a. Fig. 6c - Montaggio secondo lo schema della fig. 6a. *Sch* = contatto del commutatore, *Z* = parete intermedia, *L* = foro per la taratura del trimmer di neutralizzazione.

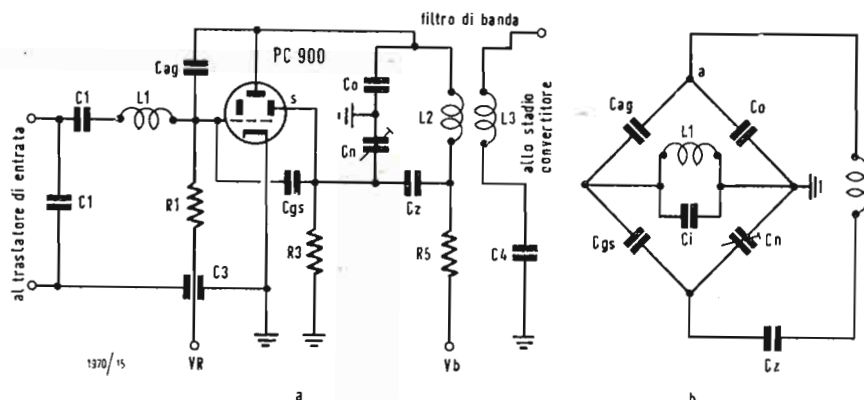
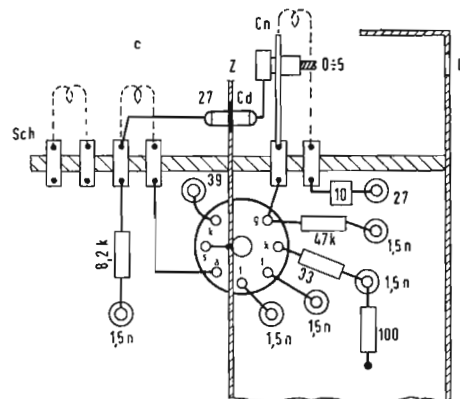



Fig. 7a - Schema di principio dello stadio di entrata di un selettore di canale per VHF nel quale si usa lo schermo del triodo PC 900 come punto di neutralizzazione. - Fig. 7b - Circuito a ponte semplificato corrispondente alla fig. 9a. - Fig. 7c - Montaggio secondo lo schema della fig. 7a. *Sch* = contatto del commutatore, *Z* = parete intermedia.

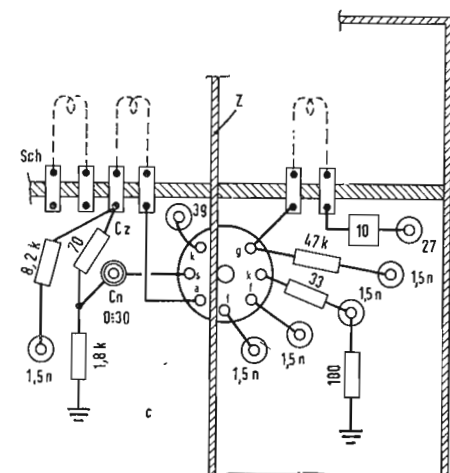



Tabella 3 - Valori di esercizio per il PC900.

V_b	135	200	200	V
R_{av}	1,0	4,3	5,6	kΩ
V_s	0	0	0	V
R_k	0	0	87	Ω
I_g	10	10	0	μA
I_a	17	17	11,5	mA
S	20	20	14,5	mA
— V_g per $S/10$	2,5	3,3	3,8	V
— V_g per $S/100$	5,3	7,7	8,5	V

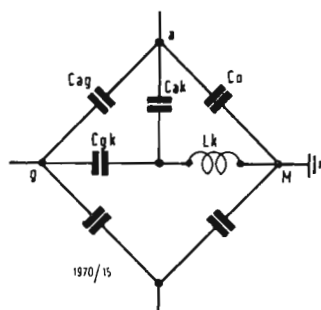



Fig. 8 - Circiuto a ponte semplificato corrispondente alla fig. 8b nella banda III.

andamento dell'attenuazione all'indietro. Con uno speciale sistema di misura si portò all'anodo del PC900 in certa tensione in A.F. e si misurò l'attenuazione subita da questo segnale nel passaggio dall'anodo alla griglia per le cinque (I-V) gamme televisive (fig. 5, curva 2). Nelle bande televisive I e III le due curve hanno lo stesso andamento, perciò in questo campo di frequenze si può utilizzare una neutralizzazione a larga banda con elementi lineari a valore fisso.

Il sistema più semplice per disaccoppiare il circuito di entrata da quello di uscita consiste, per una determinata frequenza, nel porre in parallelo a C_{ag} una induttanza adatta in modo da creare un circuito di blocco. Tale sistema ha però lo svantaggio di non permettere una corrispondente regolazione ottima del campo di regolazione e della soppressione dell'irradiazione di disturbo. Inoltre un tale sistema richiederebbe una induttanza commutabile per ogni canale, e ciò va contro il desiderio di semplificare i selettori di canale.

Un sistema migliore è quello di neutralizzare il tubo. Si deve cioè derivare dal circuito una tensione di fase opposta e di ampiezza uguale a quella di reazione e provvedere alla compensazione con tale tensione. Questa tensione può essere derivata da un ponte capacitivo o induttivo. Il ponte induttivo ha lo svantaggio di dare una tensione che varia in senso opposto all'accoppiamento capacitativo. Nei circuiti di disaccoppiamento capacitivi si deve escludere la cosidetta neutralizzazione di griglia, perché in questi circuiti un ramo del ponte viene rappresentato dalla capacità di entrata della valvola, che varia in funzione della corrente anodica, e che potrebbe quindi compromettere l'equilibrio del ponte durante la regolazione.

Nel caso della neutralizzazione di anodo i sistemi che si possono impiegare nel prestadio di un selettore di canale sono due.

Uno dei due circuiti è caratterizzato dal fatto che la relazione all'indietro della tensione anodica alternata viene compensata da una tensione opposta che viene prelevata dal punto freddo del circuito anodico e portata alla griglia controllo attraverso un condensatore di neutralizzazione (fig. 6a). Se si trascura la resistenza interna del tubo, si può rappresentare il circuito di reazione come un ponte costituito da reattanze pure (fig. 6b), e precisamente dalla capacità anodo-griglia C_{ag}, dalla capacità di uscita della valvola C_2, dal condensatore passante che si trova nel punto freddo del circuito anodico C_d e dal trimmer di neutralizzazione C_n Questo ponte deve essere dimensionato secondo le note regole dell'equilibrio. Tale equilibrio non verrà successivamente alterato dalla regolazione, perché la capacità di entrata variabile è collegata ad una diagonale del ponte. Il circuito viene alimentato dalla bobina primaria del filtro di banda che forma la seconda diagonale fra il punto di neutralizzazione e l'anodo. Lo svantaggio di questo circuito è costituito dal fatto che il trimmer di neutralizzazione deve essere separato dalla massa da ambo i lati, ciò provoca dei notevoli fastidi quando si deve equilibrare il ponte.

Il secondo sistema evita questo inconveniente, in quanto sceglie come punto di neutralizzazione lo schermo e quindi permette di collegare a massa il condensatore di neutralizzazione. Il ponte (fig. 7b) è costituito oltre che dal trimmer, dalle capacità del tubo fra griglia e schermo, fra griglia e anodo e fra anodo e catodo. Un'altro vantaggio di questo circuito è dato dal fatto che tutti i rami del ponte sono costituiti da capacità interne che non possono essere variate da influenze esterne.

Per separare lo schermo dalla tensione anodica si deve inserire un condensatore C_2. Questo viene trasformato dalla induttanze del punto freddo del circuito anodico nel circuito del ponte, e poiché il suo andamento di frequenza non segue quello del condensatore di neutralizzazione si ottiene una minima alterazione dell'equilibrio del ponte.

Per mantenere i circuiti di neutralizzazione il più possibile indipendenti dalla frequenza, tutte le capacità che si trovano nei bracci del ponte devono avere una componente induttiva molto bassa. Perciò si deve avere la massima cura nel montaggio meccanico. Le fig. 6c e 7c possono costituire dei buoni

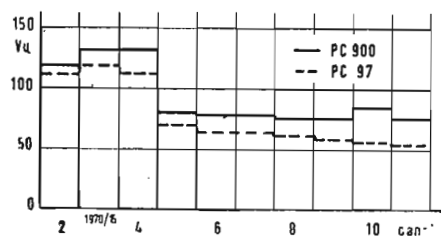



Fig. 9 - Amplificatore di tensione di un selettore di canale VHF montato secondo lo schema della fig. 8c in confronto con un circuito equipaggiato con il triodo PC 97.

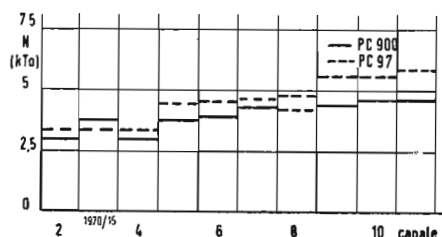



Fig. 10 - Rumore di entrata di un selettore di canale equipaggiato con il triodo PC 900 in confronto con un circuito equipaggiato con un PC 97.

esempi. In questi tipi di montaggio i circuiti di griglia e di anodo sono separati dalla parete intermedia del sintonizzatore. La custodia del trimmer di neutralizzazione nella fig. 6c viene saldata direttamente al contatto di commutazione della bobina primaria, l'altro elettrodo viene invece saldato direttamente a C_d, per il quale è più conveniente scegliere l'esecuzione passante. Il montaggio della fig. 7c è ancora più semplice da realizzare e meno costoso. La realizzazione pratica si differenzia da quella semplificata illustrata per una combinazione catodica costituita da resistenza e condensatori. Mentre la resistenza R_4, by-passata per l'alta frequenza, genera la tensione di polarizzazione della griglia, i due elementi R_3 e C_5 assolvono ad un duplice scopo.

Nella banda I la resistenza R_3 provoca una controreazione che serve a mantenere quasi costante la capacità di entrata della valvola, durante la regolazione, controbilanciando l'effetto della variazione della pendenza. Perciò l'adattamento del circuito di entrata all'antenna, particolarmente delicato nella banda I, non viene influenzato dalla regolazione.

Con le alte frequenze della banda III l'impedenza dovuta all'induttanza dei conduttori di collegamento del catodo assume dei valori così grandi che non è più possibile considerare il catodo collegato direttamente a massa. In tal caso il circuito a ponte semplificato, per es. quello della fig. 6b, dovrebbe essere modificato per queste frequenze in quello della fig. 8. Se si trasforma la stella: $C_{gk} — C_{ak} — L_k$ in un triangolo ci si accorge che anche le reattanze che si trovano sulle diagonali del ponte possono influenzare il suo equilibrio al variare della frequenza. Si è perciò completata l'induttanza del catodo con il condensatore C_5, formando un circuito risonante parallelo, smorzato con 33 Ω che attenua l'influenza dell'induttanza dell'anodo nella banda III.

Per dimostrare i vantaggi del PC900 rispetto al suo predecessore PC97 si costruì un selettore di canale con il primo stadio montato come nella fig. 6c e si misurarono i dati caratteristici di funzionamento ottenuti con i due tipi di neutrodi. Nella fig. 9 è rappresentata l'amplificazione di tensione del circuito, misurata fra le resistenza di entrata di 140 Ω ed una impedenza anodica di media frequenza di 4 kΩ.

Il circuito con il PC900 poté essere meglio neutralizzato a causa della minore capacità di entrata. Con ciò si potè aumentare il rapporto di trasformazione in entrata del segnale di ricezione. Considerando anche la maggiore pendenza si ottenne un aumento dell'amplificazione del 12%. A parte la banda I si ottennero così gli stessi valori dei circuiti a cascode.

La maggiore pendenza fa diminuire anche il rumore di entrata del tubo (fig. 10), che non supera in nessun canale 4,5 kT_0. Il circuito a cascode non può dare per quanto riguarda il rumore dei risultati analoghi, perché i due sistemi valvolari tendono ad aumentare Per sopprimere al massimo l'irradiazione di disturbo ed ottenere la massima ampiezza di regolazione si deve tarare con cura il bilanciamento del ponte. Il bilanciamento si esegue mandando nel selettore di canale con il primo tubo bloccato, un segnale vobbulato di almeno 100 mV. Per mezzo del trimmer di neutralizzazione si può portare al minimo il segnale di media frequenza, osservato con un oscilloscopio. Se si vuole bilanciare per ottenere non la massima ampiezza di regolazione ma la minima irradiazione di disturbo si deve collegare un voltmetro elettronico ai morsetti di entrata del selettore di canale e portare al minimo, mediante il trimmer di neutralizzazione, la tensione di oscillatore che arriva all'entrata. La fig. 11 mostra i valori misurati dell'irradiazione di disturbo; come si vede essi sono molto al di sotto dei massimi ammessi.

Nella fig. 12 è riportata a titolo di esempio l'ampiezza di regolazione del nuovo tubo PC900, i valori indicati si possono però raggiungere solo mediante una taratura individuale effettuata in laboratorio. *A.*

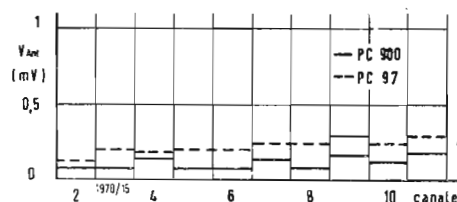



Fig. 11 - Valori dell'irradiazione di disturbo del selettore di canale con PC 900 in confronto con un circuito equipaggiato con PC 97.

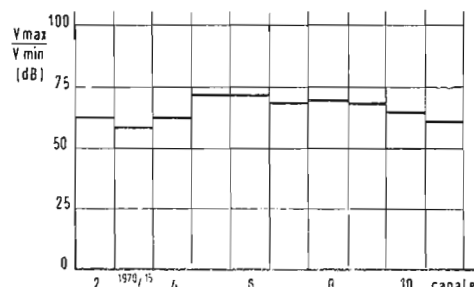



Fig. 12 - Ampiezza massima di regolazione di un circuito con PC 900 raggiungibile con una accurata taratura in laboratorio.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Phonola 2323/ST e 1923/ST

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Lo schema dei televisori PHONOLA (FIMI) modelli 2323, 2323 (ST), 1923, 1923 (ST), è riportato nella rubrica archivio schemi in questo stesso numero. Circa le operazioni di taratura e di messa a punto dei vari circuiti ci intratteremo prossimamente, durante la descrizione di un altra serie di televisori della stessa casa.

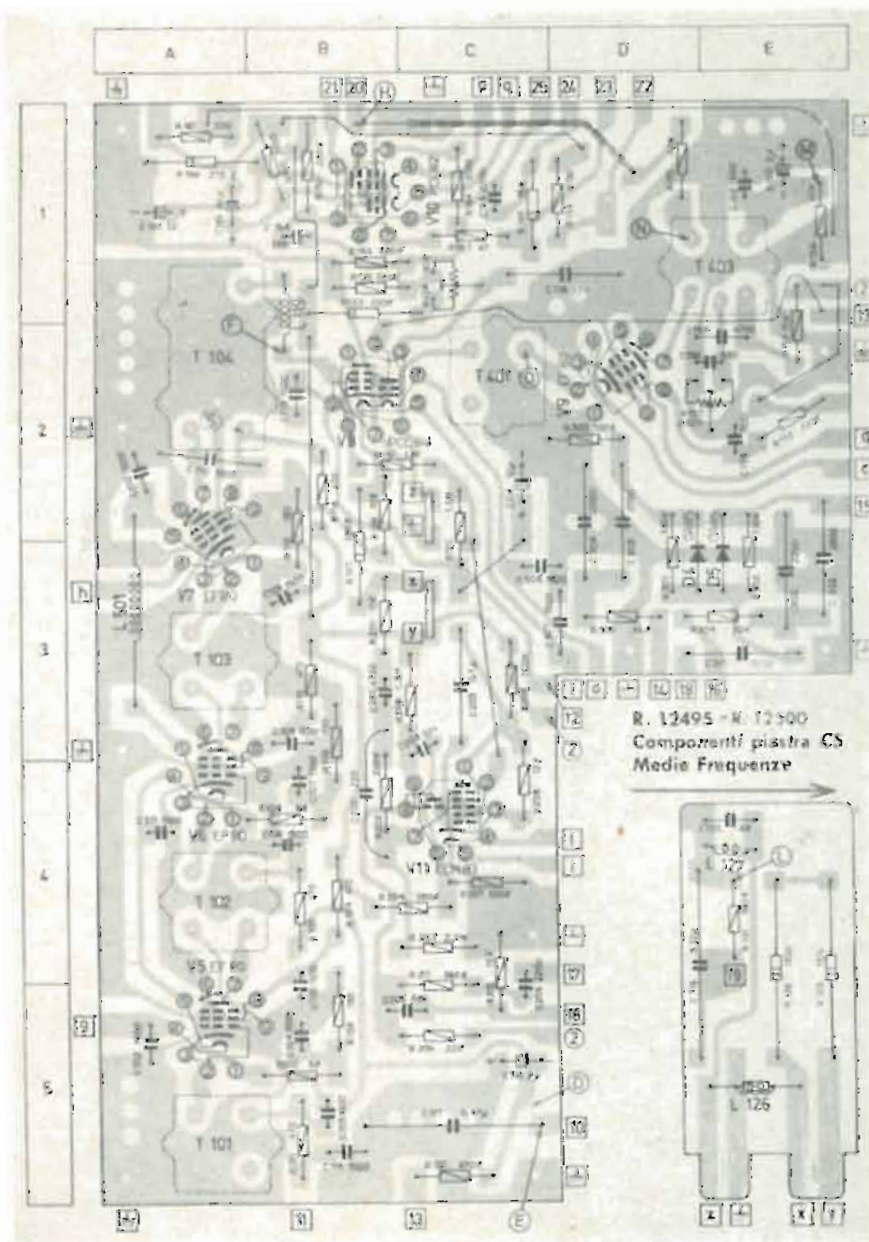
Valvole usate: V_1 = PCC88, V_2 = PCF80 selettore VHF — S_{33}; V_3 = PC88, V_4 = PC86 selettore UHF — S_{34}; V_5 = EF80; V_6 = EF80; V_7 = EF80; V_8 = PCL84; V_9 = EF80; V_{10} = PCL82; V_{11} = ECH83; V_{12} = PCL85; V_{13} = ECL80; V_{14} = PL36; V_{15} = PY81; V_{16} = DY87; V_{17} = AW 47/91 (TV 1923); AW59/90 - AW59, 91 (TV2323) cinescopio; V_{18} = EF184; V_{19} = EM87; D_1 = OA70; D_2, D_3 = OA79; D_4, D_5 = OA85; D_6 = BY100; D_7 × OA210; D_8 = OA70.

È venuto a mancare a Belluno il comm. Dino Chinaglia, titolare di un'industria di strumenti di precisione.

La notizia della scomparsa di Dino Chinaglia, che fu uno dei pionieri in Italia nel campo dell'elettronica, ha prodotto negli ambienti bellunesi e veneti, viva impressione e cordoglio.

Diplomatosi ragioniere, aveva iniziato nel 1929 un'intensa opera per la creazione di quel complesso industriale che col passare degli anni, era andato via via ingrandendosi.

La morte l'ha colto proprio mentre stava dedicandosi alla ricostruzione del nuovo stabilimento che sorgerà sulle rovine del vecchio, distrutto recentemente da un incendio.

« l'antenna » porge alla famiglia dello scomparso le sue più sentite condoglianze.

2. - MISURA DELLE TENSIONI

Le tensioni che si devono riscontrare nei vari punti del circuito, sono riportate direttamente sugli schemi elettrici e dovranno essere misurate tramite l'uso di un voltmetro a valvola. Ogni valore si riferisce alla misura rispetto alla massa ed è valido per assenza di segnale allo ingresso del televisore. Le tensioni generalmente sono indicate sullo schema con due valori distinti. Il valore indicato nella parte superiore si riferisce alla tensione rilevata con comando di contrasto regolato per il massimo. Il valore riportato sotto, è riferito invece alla tensione misurata con il comando di contrasto regolato per il minimo.
Le forme d'onda sono state rilevate tramite un oscilloscopio calibrato, con televisore funzionante con il comando di contrasto regolato per il massimo, durante la ricezione del monoscopio. La immagine deve essere in proporzione esatta e con la linearità corretta.
La misura delle tensioni ai piedini 3 e 4 del cinescopio è possibile esclusivamente tramite l'impiego di un voltmetro elettrostatico.

3. - NOTE CIRCA I CIRCUITI

Le figure relative le varie piastre mostrano il circuito come lo vede il tecnico quando toglie la protezione posteriore del televisore.
Mentre i collegamenti non costituiti dal circuito stampato sono in nero e sono visibili come se la piastra fosse trasparente, i collegamenti costituiti dal circuito stampato sono in tinta più chiara. Nel disegno relativo ciascuna piastra sono segnate esternamente delle lettere e dei numeri. Alcuni di essi sono contenuti dentro dei quadratini ed altri entro dei cerchi: questi ultimi hanno il compito di indicare i punti di alimentazione anodica, conservando l'aspetto grafico degli schemi elettrici tradizionali. I numeri iscritti nei quadratini in-

Riferim	Valore	Posizione
R_{101}	470 Ω	5 B
R_{102}	68 Ω	5 B
R_{103}	150 Ω	5 B
R_{104}	470	4 B
R_{105}	[illegible]	4 A
R_{106}	[illegible]	4 A
R_{107}	[illegible]	4 A
R_{108}	[illegible]	4 B
R_{109}	[illegible]	3 B
R_{110}	[illegible]	3 B
R_{111}	[illegible]2 kΩ nel T_{103}	3 A
R_{112}	22 kΩ nel T_{103}	3 A
R_{113}	180 Ω	2 B
R_{114}	470 Ω	2 B
R_{115}	2,2 kΩ nel T_{104}	2 A
R_{116}	680 kΩ nel T_{104}	2 A
R_{118}	100 Ω nel T_{104}	2 A
R_{119}	33 kΩ	2 B
R_{120}	1,5 MΩ	2 C
R_{122}	470 kΩ	5 C
R_{123}	100 kΩ	1 B
R_{124}	10 kΩ trimmer	1 C
R_{125}	5,6 kΩ	1 B
R_{126}	10 kΩ	2 B
R_{127}	100 kΩ	3 B
R_{128}	1,5 hΩ	4 E
R_{129}	1,5 kΩ	4 E
R_{131}	180 kΩ	4 E
R_{151}	100 kΩ nel T_{401}	2 C
R_{152}	220 kΩ	2 E
R_{153}	10 kΩ	2 E
R_{154}	150 Ω nel T_{403}	1 E
R_{155}	33 kΩ	1 D
R_{156}	22 kΩ	1 E
R_{157}	3,3 kΩ trimmer	2 E
R_{160}	2,2 kΩ	1 B
R_{161}	220 Ω	1 A
R_{162}	220 kΩ	1 B
R_{163}	680 kΩ	1 B
R_{164}	1 kΩ	1 C
R_{165}	4,7 kΩ	1 D
R_{166}	270 Ω	1 A
R_{167}	47 Ω	1 C
R_{158}	15 kΩ	1 C
R_{201}	10 kΩ	3 B
R_{202}	220 kΩ	4 B
R_{203}	2,2 MΩ	4 C
R_{204}	560 kΩ	4 C
R_{205}	100 kΩ	3 C
R_{206}	12 kΩ	4 C

Riferim	Valore	Posizione
R_{207}	120 kΩ	4 C
R_{208}	1,8 MΩ	3 C
R_{209}	22 kΩ	5 C
R_{210}	15 kΩ	4 C
R_{211}	560 kΩ	5 C
R_{301}	330 kΩ	3 D
R_{302}	330 kΩ	3 E
R_{304}	100 kΩ	2 D
R_{330}	39 kΩ	3 E
R_{305}	39 kΩ	3 D
V_5	EF80	5 A
V_6	EF80	4 A
V_7	EF80	2 A
V_8	PCL84	2 B
V_9	EF80	2 D
V_{10}	PCL82	1 B
V_{11}	ECH83	4 C
T_{101}	1° Trasf. FI video	5 A
T_{102}	2° Trasf. FI video	4 A
T_{103}	3° Trasf. FI video	3 A
T_{104}	4° Trasf. FI video	2 A
T_{401}	Trasf. FI audio	2 C
T_{403}	Rivelat. a rapporto	1 E
C_{101}	22 pF nel T_{101}	5 A
C_{102}	8,2 pF nel T_{101}	5 A
C_{103}	1,5 nF	5 B
C_{104}	1,5 nF	5 B
C_{105}	1,5 nF	5 B
C_{106}	1,5 nF	4 B
C_{107}	1,5 nF	4 B
C_{108}	1,5 nF	3 B
C_{109}	1,5 nF	3 B
C_{110}	1,5 nF	2 A
C_{111}	4,7 pF nel T_{104}	2 A
C_{112}	4,7 pF nel T_{104}	2 A
C_{113}	1,5 nF	2 B
C_{114}	10 μF	2 C
C_{115}	1,5 nF	5 B
C_{116}	2 μF	5 C
C_{117}	0,47 μF	5 C
C_{118}	47 nF	1 D
C_{119}	0,22 μF	4 D
C_{120}	68 pF	4 E
C_{151}	3,3 pF nel T_{401}	2 C
C_{152}	10 pF nel T_{401}	2 C
C_{153}	1,5 nF	2 E

Riferim	Valore	Posizione
C_{154}	4,7 nF	2 E
C_{155}	22 pF nel T_{403}	1 E
C_{156}	82 pF nel T_{403}	1 E
C_{157}	330 pF nel T_{403}	1 E
C_{158}	680 pF	1 E
C_{159}	680 pF	2 E
C_{160}	5 μF	1 E
C_{163}	50 μF	1 A
C_{164}	10 nF	1 B
C_{165}	5 μF	1 A
C_{166}	2,2 nF	1 C
C_{201}	4,7 pF	3 B
C_{202}	220 pF	4 B
C_{203}	0,1 μF	3 C
C_{204}	10 nF	3 C
C_{205}	680 pF	5 C
C_{206}	2,2 nF	5 C
C_{301}	1 nF	3 E
C_{302}	2,2 nF	2 D
C_{303}	2,2 nF	3 E
C_{304}	2,2 nF	2 D
C_{305}	2,2 nF	3 E
C_{506}	1,5 nF	3 C
C_{507}	1,5 nF	3 D
C_{510}	1,5 nF	2 A
C_{511}	1,5 nF	4 A
C_{512}	1,5 nF	5 A
L_{101}	nel T_{101}	5 A
L_{102}	nel T_{101}	5 A
L_{103}	nel T_{102}	4 A
L_{104}	nel T_{102}	3 A
L_{105}	nel T_{103}	3 A
L_{106}	nel T_{103}	2 A
L_{107}	nel T_{104}	2 A
L_{108}	nel T_{104}	2 A
L_{119}	Bobina filtro	2 A
L_{120}	nel T_{101}	2 A
L_{125}	nel T_{104}	4 A
L_{126}	Bobina compens.	5 E
L_{127}	Bobina compens.	4 E
L_{401}	nel T_{401}	2 C
L_{403}	nel T_{403}	1 E
L_{401}	nel T_{403}	1 E
D_1	OA70 nel T_{101}	2 A
D_2	OA79 nel T_{403}	1 E
D_3	OA79 nel T_{403}	1 E
D_4	OA85	3 D
D_5	OA85	3 E

R. 12504
Componenti piastra CS
Deflessione verticale

Riferim	Valore	Posizione	Riferim	Valore	Posizione
R_{212}	15 kΩ	2 A	C_{207}	2,2 nF	3 A
R_{213}	68 kΩ	1 A	C_{208}	10 nF	2 A
R_{214}	330 kΩ	1 A	C_{209}	4,7 nF	1 A
R_{217}	4,7 kΩ	1 B	C_{210}	0,1 μF	3 A
R_{218}	820 kΩ	4 A	C_{211}	4,7 nF	4 A
R_{220}	47 kΩ	1 B	C_{212}	47 nF	3 B
R_{221}	220 kΩ	3 B	C_{213}	0,1 μF	3 B
R_{223}	1,5 MΩ	4 A	C_{214}	47 nF	4 A
R_{227}	120 Ω	2 A			
R_{228}	82 kΩ	4 B			
R_{229}	15 kΩ	3 B	V_{12}	PCL85	2 B

dicano invece la numerazione dei collegamenti fra le varie parti del circuito e corrispondono alla stessa numerazione nello schema elettrico, dimodocché si intendono collegati fra loro i punti che sono contrassegnati con uno stesso numero.

Lo stesso criterio è stato adottato per il circuito relativo i filamenti delle valvole, il quale è contraddistinto da lettere alfabetiche minuscole anziché maiuscole.

Per facilitare l'individuazione dei componenti sulle diverse piastre CS vi sono nei disegni rappresentativi delle stesse, in corrispondenza al lato sinistro dei numeri e, parallelamente al lato superiore, delle lettere che sono anche riportate nella distinta dei componenti montati su ciascuna piastra. Essi servono ad indicare che il componente che si vuole localizzare si trova nella linea di inserzione delle due fasce segnate con un dato numero ed una data lettera. Desiderando ad esempio individuare la valvola V_{11} che è data nella posizione 4C della piastra *medie frequenze*, osservando il disegno relativo la piastra in questione, si vede che prolungando verso destra la zona indicata con il numero 4 e verso il basso la zona indicata con la lettera C, nei punti dove si ha l'incrocio si trova la valvola in questione.

Una ulteriore agevolazione per il tecnico è data dalle indicazioni dei componenti sulla piastra stessa. Infatti in corrispondenza di ogni resistore e condensatore è indicato il valore rispettivo. Quindi anche non avendo a disposizione lo schema un componente alterato potrà essere facilmente sostituito con altro avente valore identico leggendo quest'ultimo sulla piastra.

4. - PIASTRE

La figura 1 mostra la piastra CS di media frequenza (R12495-R12500) con tutti i componenti, i quali sono elencati nella tabella n. 1.

La figura 2 si riferisce alla piastra relativa la deflessione verticale (R12504) i cui componenti sono riportati nella tabella n. 2.

Ed infine la figura 3 si riferisce alla piastra CS di deflessione orizzontale i cui componenti sono riportati nella tabella n. 3.

Ricerca dei guasti in un ricevitore di TV

Regolando i comandi esterni di un televisore non è possibile ottenere l'agganciamento del sincronismo orizzontale. Il suono è normale.

È evidente che in tal caso, e qualora il segnale giunga al televisore in modo del tutto normale, che l'anomalia è dovuta al circuito della base dei tempi di riga.

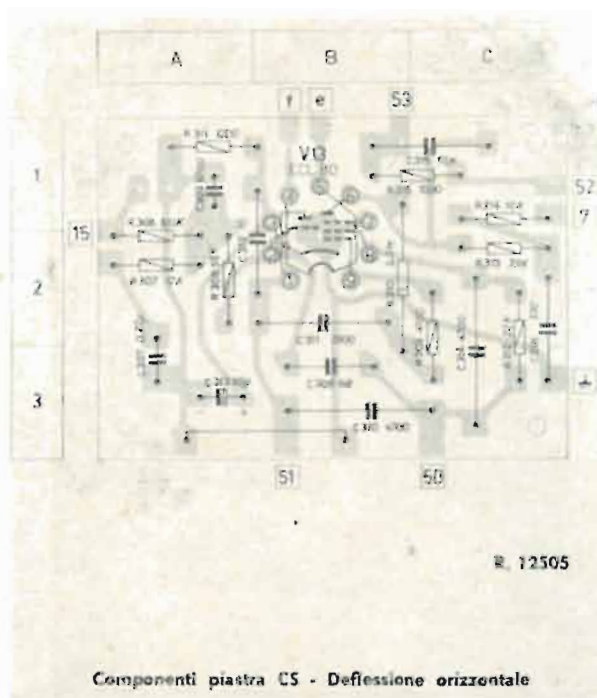
Esso può essere da attribuire ad una valvola di questo circuito, od anche al diodo del circuito discriminatore, che possono essere difettosi. Sono questi i guasti più comuni. Altrimenti le ricerche devono essere orientate verso il trasformatore del discriminatore che può essere difettoso, mentre è opportuno controllare la regolazione del nucleo dell'oscillatore di riga che per motivi diversi può oscillare ad una frequenza più bassa o più alta del normale. Può anche verificarsi il caso che l'impulso differenziato, che è prelevato dal circuito di uscita di riga, non giunga al discriminatore a causa della interruzione, o del corto circuito, di un componente.

Quindi nel caso si riscontri una tale anomalia in primo luogo è consigliabile effettuare un accurato controllo delle tensioni del circuito di riga e dello stato delle valvole, possibilmente previa con altre di sicuro buon funzionamento. In secondo luogo si proceda alla regolazione dei vari dispositivi che consentono di variare la frequenza dell'oscillatore di riga quali resistenze variabili nuclei o condensatori. Infine, anche qualora le tensioni non risultino eccessivamente alterate, occorre controllare accuratamente i singoli componenti il circuito.

Agendo sui normali comandi esterni di un televisore non è possibile ottenere i sincronismi dell'immagine (cioè ne quello orizzontale ne quello verticale). Il suono è normale.

In tal caso l'immagine risulta inclinata e scorre più o meno lentamente in senso verticale. L'anomalia è dovuta ad una cattiva regolazione della frequenza di riga e di quadro, od anche al fatto che il segnale ricevuto è troppo debole oppure non è amplificato correttamente dai circuiti interessati.

Le ricerche devono essere orientate nel seguente modo: 1°) Se possibile controllare la forma d'onda del segnale video, dopo aver prima controllato, tramite sostituzione, le valvole interessate al circuito. Sovente il difetto è da attribuire ad una disfunzione della valvola

Componenti piastra CS - Deflessione orizzontale

Riferim	Valore	Posizione	Riferim	Valore	Posizione
R_{306}	100 kΩ	2 A	C_{308}	68 pF	3 B
R_{307}	12 kΩ	2 A	C_{309}	4,7 nF	1 A
R_{308}	56 kΩ	2 A	C_{310}	4,7 nF	3 B
R_{309}	4,7 kΩ	2 C	C_{311}	3,3 nF	2 B
R_{310}	3,3 MΩ	2 B	C_{312}	10 pF	2 B
R_{311}	1,2 kΩ	1 A	C_{313}	50 μF	3 A
R_{312}	22 kΩ	3 C	C_{314}	4,7 nF	3 C
R_{313}	39 kΩ	2 C	C_{315}	10 nF	1 C
R_{314}	10 kΩ	1 C	C_{316}	330 pF	2 C
R_{315}	1 kΩ	1 C			
C_{307}	0,22 μF	3 A	V_{13}	ECL80	2 B

separatrice di sincronismo. 2°) Controllare accuratamente le tensioni delle valvole suddette e quelle riportate sullo schema elettrico, le quali devono corrispondere ± il 10%. 3°) Controllare il regolare funzionamento dei vari componenti. 4°) Qualora il suono, come è stato premesso risulti regolare, e nel caso che l'immagine oltre ad essere fuori sincronismo risulti debole occorre assicurarsi che la taratura audio-video dell'oscillatore a radio frequenza sia perfetta ed in modo tale che il segnale video abbia una intensità sufficiente di consentire l'agganciamento dei segnali di sincronismo.

Mancanza di linearità dell'immagine.

Si tratta di un difetto che non di rado dà delle serie noie anche ai tecnici più provetti dato che non sempre è possibile rintracciare a prima vista le cause che ne sono l'origine.

Qualora l'immagine abbia la tendenza ad essere schiacciata verso il basso ed ad allungarsi verso l'alto, ciò significa che il dente di sega presente nelle bobine di deflessione verticale è distorto per uno dei seguenti motivi:

1°) Imperfetta regolazione della linearità verticale o dell'ampiezza verticale, come vedremo in seguito.

2°) Scarsa efficienza della valvola finale, la qualcosa richiede una eccessiva regolazione del potenziometro che regola tale circuito.

3°) Insufficiente capacità di carico sulla placca della valvola finale.

4°) Insufficiente tensione negativa sulla griglia della valvola finale.

Qualora invece l'immagine risulti compressa in alto ed allungata verso il basso, la forma del dente di sega è opposta a quella di cui al caso precedente ed i motivi di tale distorsione possono essere i seguenti:

1°) Regolazione del potenziometro di cui sopra errata, ma in senso contrario.

2°) Eccesso della tensione negativa di griglia della valvola finale (che può essere provocata anche da una resistenza il cui valore si è alterato nel tempo).

3°) Insufficiente tensione anodica della valvola di scarica dell'asse dei tempi.

4°) Eccessiva capacità di carica dell'anodo della valvola di cui al n° 3° la qualcosa dà luogo ad un segnale di pilotaggio per la valvola finale, insufficiente. *A*

g. b.

Come fare dell'alta fedeltà con un registratore magnetico

RIASSUMIAMO brevemente un interessante articolo di J. W. Benidge apparso in « Tape Recording » del novembre 1962.

L'articolo descrive in modo molto pratico i vari sistemi mediante i quali è possibile usare un registratore magnetico in collegamento con una catena in alta fedeltà, sia in riproduzione sia in registrazione.

Consideriamo dapprima il caso della riproduzione.

A tale scopo si possono usare dei registratori portatili o anche delle semplici piastre, comprendenti il sistema di avanzamento e le testine. Si dovrà in ambedue i casi risolvere il problema di sistemare dei cavi di collegamento e di preparare un alloggiamento per il registratore o la piastra.

I sistemi possibili per la riproduzione sono tre.

Il primo consiste nel collegare le testine di riproduzione con l'entrata « testine magnetiche » del preamplificatore. Questo sistema non è utilizzabile con i registratori portatili che non hanno una uscita adatta, va invece bene per le piastre. Si tratta senz'altro della soluzione migliore nel caso si abbia a disposizione un preamplificatore con entrata adatta, perché si esclude completamente l'elettronica del registratore che raramente è di alta qualità.

Un altro sistema consiste nel collegare l'uscita dell'elettronica del registratore ad una entrata ad alto livello del preamplificatore che può chiamarsi « Nastro », « Sintonizzatore », « Aus.» od anche « TV ». Se si ha un portatile l'uscita adatta è di solito chiamata « Amplif. », se invece si dispone di una sola piastra occorre comprare un amplificatore di riproduzione.

Il terzo sistema consiste nel collegare l'uscita « Altoparl. » del registratore direttamente con l'amplificatore del complesso. Questo sistema si adatta solo ai registratori portatili ma è sconsigliabile anche per questi perché i loro amplificatori non sono quasi mai molto buoni.

Certamente vi accorgerete presto che la semplice riproduzione di nastri non vi soddisfa più. I nastri registrati sono ancora relativamente costosi e non è facile avere delle grosse nastroteche. Non sarà quindi difficile convincersi a procurarvi la possibilità di effettuare delle registrazioni in alta fedeltà. A tal scopo consigliamo vivamente di acquistare oltre alla piastra anche un complesso di amplificazione di registrazione e di riproduzione.

I collegamenti da effettuare per la registrazione sono molto semplici. Le entrate nei registratori sono di due tipi, a basso ed ad alto livello. L'entrata a basso livello serve per il microfono, quella ad alto livello per l'uscita di un preamplificatore, di un sintonizzatore o di un ricevitore radio o TV.

Il collegamento del microfono non presenta difficoltà. Per quanto riguarda invece l'altra entrata i costruttori dei registratori forniscono di solito un cordone con una spina ad una estremità per il collegamento al registratore, e due coccodrilli all'altra estremità, per il collegamento ai terminali dell'altoparlante di un qualsiasi sistema di riproduzione. Tale sistema, non solo è poco comodo perché obbliga ad aprire ogni volta la custodia contenente l'altoparlante, ma è sconsigliabile anche dal punto di vista qualitativo perché esso fa registrare anche tutti i rumori che l'altoparlante capta dall'ambiente funzionando come microfono.

È invece molto più conveniente applicare l'entrata del registratore all'uscita del preamplificatore che ha sempre un livello sufficiente (circa 1 V). Si tratterà di disporre un collegamento fra i due punti in maniera sufficientemente comoda.

Quanto è stato detto finora vale anche per lo stereo. Basterà solo fare attenzione a non scambiare il canale destro con il sinistro.

Nel caso in cui il preamplificatore non abbia una uscita adatta per il registratore conviene costruirne una apposita, inserendo una opportuna presa sul pannello posteriore.

Questa presa va collegata internamente meglio se con cavo schermato a monte del regolatore di volume del preamplificatore. Si ha così la possibilità di regolare in modo indipendente il volume di registrazione e quello della catena che può servire da utile monitor durante la registrazione. *A*

dott. ing. Antonio Contoni

Combinazioni di altoparlanti per alta fedeltà e per stereofonia*

In questo articolo l'autore si occupa dapprima delle proprietà delle cassette acustiche di altoparlanti fabbricate dall'industria, poi tratta i risultati delle proprie ricerche dirette a ottenere una risposta stereo di alta fedeltà particolarmente fedele e plastica. Viene poi fatto l'esame di un grandioso complesso di sistemi di altoparlanti, che certamente non tutti gli amatori dell'alta fedeltà potrebbero procurarsi. Le considerazioni che condussero a questo esemplare possono già di per sè essere molto interessanti, anche se in alcuni punti non collimano con le idee dell'autore.

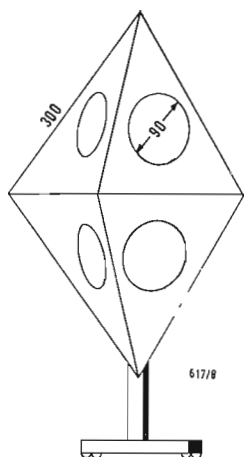



Fig. 1 - Dimensioni del radiatore degli acuti. Questo ottaedro consiste in otto triangoli equilateri, su ciascuno dei quali viene montato un tweeter Isophon.

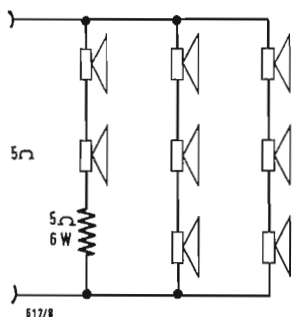



Fig. 2 - Il circuito del radiatore degli acuti.

DOPO CHE il numero degli amatori di apparecchi di alta fedeltà e stereofonici è andato continuamente crescendo, l'industria degli altoparlanti si è fatta notevolmente attiva. Accanto ai cassoni completi provvisti di combinazioni elaborate di altoparlanti, vi sono a disposizione anche apparati, che già contengono parecchi altoparlanti montati e cablati sopra un pannello di cartone pressato, i quali apparati possono essere introdotti in mobili appropriati o in cassette. Accanto alla produzione nazionale sono a disposizione contenitori e cassette americane. In tutte queste combinazioni non sfuggirono all'autore purtroppo, malgrado le loro buone qualità, alcuni inconvenienti, che lo contrariarono.

Anzitutto si deve constatare che in queste combinazioni gli altoparlanti irradiano tutti in un'unica direzione.

Ulteriori studi mostrarono che un ascoltatore che si trovi esattamente nella direzione di radiazione principale di una di queste combinazioni di altoparlanti riceve col tempo una sensazione sgradevole e trova la riproduzione come impoverita e impastata. Questo inconveniente si osserva specialmente con quelle combinazioni, che comprendono camere di compressione per le alte frequenze con tromba esponenziale, ma anche cassette con tweeter dinamici presentano già questo effetto.

Se poi l'ascoltatore vuole sfuggire a questa molestia e si porta fuori della direzione di irradiazione, la risposta perde per lui in brillantezza e originalità, poiché ora il suo orecchio riceve ancora appena appena le note acute.

Con queste scatole si verifica pure una crescente dispersione degli acuti. In queste condizioni non si verifica alcun sensibile miglioramento anche usando tweeter, che vengono disposti generalmente di fronte alla direzione principale di irradiazione.

Inoltre alcuni trovano insoddisfacente la risposta ai bassi. Ciò avviene specialmente con i contenitori chiusi da tutti i lati, che lavorano secondo il principio della parete sonora infinita e sono rivestiti internamente di gomma piuma.

Nella trasmissione di un'esecuzione musicale con una simile cassetta permane la fastidiosa sensazione che la forza dei bassi viene inbrigliata, ed essi non possono svilupparsi liberamente.

Invero ciò si verifica coi cuscini d'aria chiusi e con le conseguenti risonanze proprie più alte.

La deflessione deleteria degli acuti porta pure, un ulteriore inconveniente come conseguenza, consistente nel fatto che con l'esecuzione di musica stereofonica, una su due delle combinazioni del commercio a disposizione, reca alla perdita di un effetto stereo evidente.

Ad onta della risposta bicanale e della buona qualità degli altoparlanti non ci si libera dalla sensazione disturbante perché attraverso l'orchestra si sente il famoso « buco nella parete ». Questo fatto è facile da spiegare: il suono di uno strumento musicale si diffonde sfericamente e viene perciò riflesso dalle pareti, dal soffitto e dal pavimento.

All'orecchio dell'ascoltatore arriva ora il suono diretto in direzione dello strumento ed il suono riflesso da diverse direzioni. Queste due componenti provocano per l'ascoltatore un'audizione plastica e povera. Un microfono capta ora tanto il suono diretto, quanto quello riflesso. Ma in riproduzione pervengono da entrambe le componenti da un punto, diciamo il gruppo degli altoparlanti, all'orecchio dell'ascoltatore, mentre in origine viene irradiato centralmente solo il suono diretto, mentre

(*) di *Jürgen Urban* – da *Funkschau*, giugno 1963, pag. 307

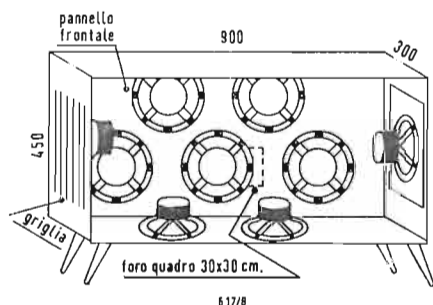



Fig. 3 - Vista posteriore del contenitore degli altoparlanti dei bassi. Il fondo deve distare dal pavimento almeno 20 cm. Nel pannello posteriore viene intagliato un foro quadrato Q di 10 cm × 10 cm.

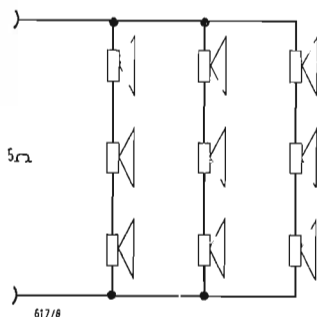



Fig. 4 - Il circuito del complesso dei bassi.

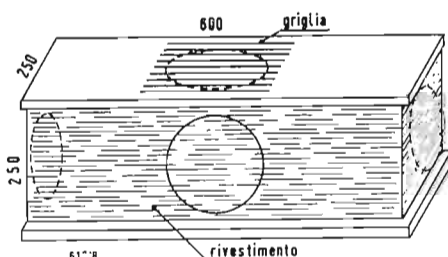



Fig. 5 - Costituzione della cassa dei toni medi.

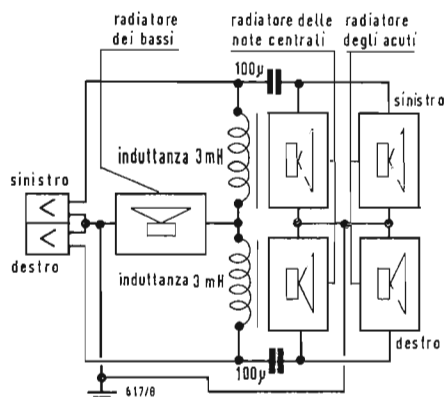



Fig. 6 - Circuito del complesso delle note centrali. L'altoparlante frontale F è derivato su un condensatore di 50 μF, affinché non irradi alte frequenze.

il suono riflesso viene da diverse direzioni.

Per soddisfare in riproduzione le suddette condizioni si dovrebbe fabbricare un corpo sonoro, il cui suono si propaghi anch'esso sfericamente. Nel caso ideale questo è un altoparlante con membrana sferica, che in presenza di suoni a bassa frequenza si gonfia come un pallone aerostatico, poi si restringe di nuovo. Poiché sorgerebbero gravi difficoltà nella costruzione di un tale altoparlante, si è seguita un'altra strada e si è pervenuti ad un corpo all'incirca sferico in cui si sono introdotti parecchi altoparlanti irradianti all'esterno. Riguardo alla realizzazione si è fabbricato un ottaedro che si sostiene su una punta e che contiene otto altoparlanti per gli acuti, cioè otto tweeter usuali (fig. 1). Tale solido nasce quando si uniscono insieme per i loro lati otto triangoli equilateri. Per fare il campione si adottarono triangoli di 30 cm di lato di legno compensato di 6 mm di spessore, i lati dei quali vennero congiunti con angoli di 60°. In centro a ciascun triangolo fu ricavato un foro di 9 cm di diametro; vennero in detti fori avvitati i tweeter e poi cablati. I triangoli sono connessi, con l'ausilio di angolari, in modo da formare un ottaedro. Questo lavoro è alquanto penoso e richiede molta pazienza, ma il risultato compensa largamente la fatica.

La fig. 2 mostra il collegamento degli altoparlanti. Si mettono in serie 3 altoparlanti per ogni gruppo; tre di questi gruppi vengono poi disposti in parallelo tra loro; ogni altoparlante ha l'impedenza di 5 Ω, in tal modo si conserva l'impedenza di adattamento di 5 Ω di tutto il complesso. Nel fare i collegamenti si deve badare che tutti i gruppi siano nella stessa fase di oscillazione; applicando una pila a secco alla combinazione, tutte le membrane devono spostarsi contemporaneamente nella stessa direzione. I tweeter Isophon adottati qui hanno due terminali della bobina mobile di colori diversi, così che non c'è possibilità di errore, quando si metta in direzione di massa sempre lo stesso colore.

Se si connette questo complesso sonoro in parallelo ad un condensatore elettrolitico di 50 μF di una comune combinazione di altoparlanti, si osserverà un evidente miglioramento della risposta alla note alte ed un'impressione sonora plastica, che è da mettere in relazione con la forte diffusione dei suoni. Nell'installazione si deve anche fare attenzione che l'ascoltatore non si trovi nella direzione di irradiazione di uno degli altoparlanti. Si colloca perciò il corpo sonoro alto in modo che presenti una delle punte all'ascoltatore. Per arrivare ora ad una resa dei bassi veramente di prima classe, l'autore ha costruito un apparato, che in verità richiede una spesa relativamente grande, ma che però fornisce i migliori risultati.

In un mobile di legno trucciolato avente le dimensioni 90 cm × 45 cm × 30 cm vennero introdotti nove altoparlanti ciascuno da 6 W, in modo che cinque risultano montati sul pannello anteriore, due sul piano inferiore e due ai lati (fig. 3). L'impedenza di adattamento è ancora 5 Ω (fig. 4). Nella parete posteriore di compensato di 10 mm venne praticato un foro quadrato di circa 10 cm di lato, per procurare all'aria una possibilità di ricambio. Con una costruzione accurata e solida, il mobile è privo di risonanze. Il gruppo degli altoparlanti ammette un carico di oltre 50 W e presenta, grazie alla grande superficie della membrana (in cifra tonda 30 dm²) ed al pannello acustico relativamente grande, una riproduzione dei bassi eccellente.

I contrabbassi e tutti gli strumenti dei bassi vengono riprodotti con straordinaria nitididezza. Non è necessaria una forte sopraelevazione dei bassi nell'amplificatore. Quando si adotta questa cassa acustica per i bassi in un'installazione stereo, la si colloca al centro della base e la si connette in modo che, come sopra uno scambio, fornisca le frequenze fino a 300 Hz per entrambi i canali.

Se ora si vogliono installare due dei complessi per le alte frequenze discusse in principio, in qualità di altoparlanti fondamentali, la cosa è teoricamente possibile; in pratica invece ciò non basta per due ragioni. Primo, il radiatore delle alte frequenze dà solo le frequenze da 1000 Hz in avanti, così che si devono adottare altoparlanti supplementari per coprire il campo fra 300 Hz (limite superiore del mobile dei bassi) e 1000Hz (limite inferiore del radiatore degli acuti). Secondo, i radiatori non acconsentono, indubbiamente a motivo della loroforte diffusione del suono, alcuna informazione direzionale, il che con riproduttori stereofonici è assolutamente necessario per la localizzazione della sorgente sonora.

Secondo queste due considerazioni, si adottarono due contenitori uguali aventi le dimensioni segnate in fig. 5, in ciascuno dei quali furono montati; secondo la fig. 6, quattro altoparlanti da 4 W.

Veramente sarebbe stato necessario un solo altoparlante per cassa, ma a motivo della capacità di potenza e della diffusione del suono, si è fatto questo « spreco ».

La fig. 7 mostra la vista e la fig. 8 lo schema dell'impianto stereo terminale, secondo i principi sopra descritti. Nell'installazione si deve badare che i radiatori degli acuti siano almeno a 1 metro di distanza dalle pareti. Con un amplificatore stereo di buona qualità e di potenza di uscita superiore a 2 × 8 W si ottiene con questa apparecchiatura una qualità di riproduzione quasi insuperabile, non solo riguardo all'estensione delle frequenze, ma anche

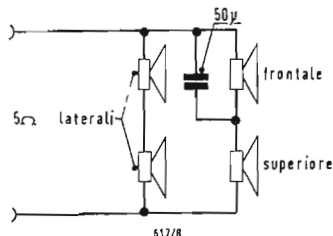



Fig. 7 - Vista dell'impianto stereo completo. Gli altoparlanti frontali dei contenitori devono essere rivolti verso l'ascoltatore; i radiatori delle note alte dovrebbero essere a circa 1 metro di distanza dal muro.

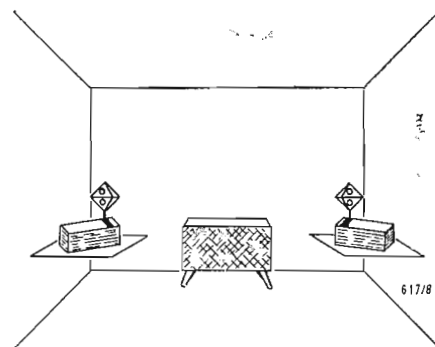



Fig. 8 - Connessione degli altoparlanti all'amplificatore stereo. L'altoparlante dei bassi collegato ad entrambe le induttanze irradia frequenze solo fino a 300 Hz.

riguardo alla risposta ai bassi menzionata. Il mobile dei bassi assicura la risposta ai bassi sopra menzionata; i mobili delle note centrali danno una decente, opportuna ed anche netta informazione direzionale ed i radiatori delle note alte danno alla musica la brillantezza e l'atmosfera dell'originale. Con la crescente diffusione del suono e le conseguenti riflessioni sulle pareti, l'orchestra riprodotta sembra nello spazio di riproduzione un corpo sonoro ivi trasportato ed autonomo, e si è appena ancora consapevoli che si sta udendo una riproduzione.

Anche il suono stesso prodotto nella registrazione viene diffuso, così che la acustica dell'ambiente di ripresa viene parzialmenet trasferita nell'ambiente di riproduzione.

Se il suono ambientale non aumenta negli ambienti piccoli, si raccomanda di fare indagini con una direzione di un suono ausiliario, alla quale si sovrappone una parte proveniente dai due canali e alla quale vengono interessati cinque altoparlanti (uno per ogni parete e sul soffitto). Le ricerche forniscono un quadro apparente molto espressivo dell'ambiente di riproduzione.

È chiaro che i corpi sonori qui trattati si possono impiegare anche in un impianto di alta fedeltà monoaurale, dove parimenti forniscono risultati sorprendenti.

Come si vede, cadono nel dominio dell'« alta fedeltà » non solo la linearità della risposta in frequenza, l'intermodulazione ed il fattore di distorsione, ma anche l'osservazione di elementi puramente acustici. *A.*

Sistema acustico a tre altopartanti.

Profondo solamente 146 mm, alto 344 mm e lungo 597 mm, il nuovo EICO HFS-6 è perfettamente adatto per ogni casa. Può essere installato in uno scaffale di libreria, appeso al muro, posto sopra un tavolo, o celato dietro cortine o tendaggi. In coppia costituisce un complesso molto pratico per stereo, specialmente dove lo spazio è ristretto.

Ma non lasciatevi ingannare dalle sue dimensioni. L'HFS-6 fornisce la reale prestazione di un grosso complesso e richiede per il suo pilotaggio solamente un amplificatore di modesta potenza. L'impiego di tre trasduttori di progettazione speciale, ciascuno funzionante nel suo prescritto campo di frequenze dà all'HFS-6 una qualità di funzionalità che voi dovete normalmente attribuire a complessi grossi e più costosi. Le note basse vengono riprodotte dall'altoparlante grosso nitidamente e con pienezza. L'impiego di un eccellente altoparlante per le note centrali, provvisto di adattato filtro di incrocio e di bilanciamento, ha eliminato l'accentuazione centrale e i toni falsi, fornendo un suono neutro apprezzato dagli uditori esperti. La gamma straordinariamente estesa (fino a 20.000 Hz) e la qualità dell'ultra tweeter di tipo a duomo, assicura la piena riproduzione degli acuti estremi, che danno brillantezza e vita alla musica. Potete fare audizioni con l'EICO HFS-6 per ore e ore, senza stancarvi. Coloro che l'ascoltano rimangono visibilmente meravigliati dalla sua efficienza.

3 altoparlanti: un woofer di 25 cm con magnete ceramico di 330 grammi e con risonanza in aria libera di 30 Hz; un altoparlante delle note centrali di 20 cm con smorzamento interno del cono, e un tweeter radiatore a duomo.

Filtro di incrocio: circuito a L C a 600 Hz e capacità di adattamento al tweeter a 4 kHz.

Regolatore variabile delle alte frequenze: per adattare la brillantezza del suono all'acustica dell'ambiente.

Risposta in frequenza: da 50 a 20.000 Hz.

Portello a condotto accordato: appiattisce i picchi d'impedenza alla risonanza fondamentale.

Impedenza nominale: 8 Ω

Potenza applicabile: 25 watt (capacità di riprodurre la musica fino a 40 watt).

Rendimento elettroacustico: normale. Può essere usato con un amplificatore da 10 watt.

Contenitore: noce naturale, lucidato a olio e combinato a mano. *(a. n.)*

Alberto Albertini

Impedenza d'ingresso e controreazione nei circuiti a transistor

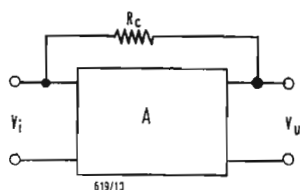



Fig. 1 - Controreazione in tensione su di un amplificatore.

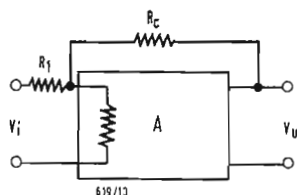



Fig. 2 - Verifica della diminuzione dell'impedenza d'ingresso.

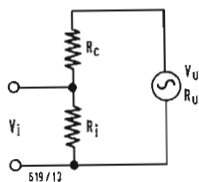



Fig. 3 - Circuito equivalente della controreazione in tensione.

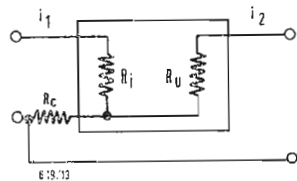



Fig. 4 - Controreazione in corrente (proporzionale alla corrente).

NEI CIRCUITI a transistor il problema dell'impedenza d'ingresso si presenta in maniera più complessa che nei circuiti a tubi. Nei circuiti a tubo l'impedenza d'ingresso è normalmente elevata e il segnale viene utilizzato applicandolo alla griglia. Nei circuiti a transistor, l'impedenza d'ingresso può assumere una gamma di valori compresa tra 30 Ω e 100 KΩ circa. Perciò occorre considerare sempre le relazioni di tensione e corrente tra generatore e utilizzatore. L'impedenza d'ingresso di un transistor varia essenzialmente in funzione del tipo di montaggio utilizzato, base comune, emettitore comune, collettore comune, ma raramente presenta la sua impedenza d'ingresso caratteristica perchè quasi sempre vi sono presenti controreazioni che la modificano. In un circuito di amplificazione

$$A = \frac{V_u}{V_i} = 1000$$

si introduce una controreazione il cui fattore b sia uguale a 0,1. Il nuovo valore di amplificazione in presenza di controreazione sarà

$$A' = \frac{A}{1 + bA} = \frac{1000}{1 + 100} = \sim 10.$$

Se con A (= 1000) si ha $V_i = 1$ mV e $V_u = 1$ V, con A' (= 10) si ha $V_i =$ = 100 mV per V_u — 1 V, oppure se si inserisce una resistenza R_1 in serie all'ingresso (fig. 2), tale che $R_1 \gg$ di R_i (res. ingresso) la tensione ai capi dei morsetti di entrata si mantiene praticamente invariata mentre la tensione ai capi di R_i regolata su 1 mV senza controreazione diventa 0,01 mV con controreazione, ed in questo caso $V_u = 0{,}1$ mV. La tensione di ingresso è ridotta di bA e cioè $V_i' = V_i \cdot \frac{1}{1 + b\,A}$

Se la resistenza di ingresso senza controreazione è $R_i = V_i\,i$ in presenza di controreazione diventa $R_i' = V_i'\,i$ in cui i è la corrente di ingresso.

Supposto $R_i = 1000\ \Omega$ $V_i = 1$ V $i = 0{,}001$ A.

Considerando trascurabili le variazioni di i, applicando la controreazione la resistenza d'ingresso diventa

$$R_i' = \frac{0{,}01}{0{,}001} = \frac{1}{0{,}1} = 10\ \Omega$$

$$R_i' = R_i \cdot \frac{1}{b\,A} = R_i \cdot \frac{1}{100}$$

Ciò è molto importante perchè dimostra come la resistenza d'ingresso varia della stessa entità della variazione di amplificazione modificando notevolmente le caratteristiche del circuito.

Il circuito equivalente alla Fig. 1 è quello della Fig. 3. La resistenza di uscita è il generatore della tensione V_u. La resistenza R_c forma con R_i un partitore della tensione V_u sovrapposta alla V_i (in opposizione di fase) perciò vi è controreazione di tensione. È opportuno che R_c sia molto più grande di R_i, per non influenzare la corrente $V_i\,R_i$, e di R_u per non diminuire il valore di R_u, per non diminuire l'ampiezza della tensione ai suoi capi il che si tradurrebbe in una variazione del carico dello stadio di uscita e in una diminuizione del guadagno che non potrebbe essere attribuita al solo effetto della controreazione.

Per introdurre un determinato b. V_u più V_u è grande, minore deve essere b, cioè la parte da sottrarre a V_u.

Nella Fig. 4 la resistenza R_c è in comune al circuito di ingresso e di uscita. La corrente di uscita i_2 è in opposizione di fase con la corrente d'ingresso i_1 e molto più grande di quest'ultima, determina la tensione $R_c\,i_2$ in opposizione di fase alla V_i tale che $V_i' = V_i - R_c\,i_2$. La resistenza di ingresso con controreazione è rappresentata dalla resistenza $R_i' = R_i + \frac{R_c\,i_2}{i_i'}$

Alla resistenza d'ingresso risulta inserita in serie una resistenza virtuale determinata dall'impedenza che incontra la corrente d'ingresso a vincere la tensione $R_c\,i_2$. La resistenza R_c vista dalla corrente d'ingresso, ha il valore

Fig. 5 - Controreazione in tensione su uno stadio.

Fig. 6 - Metodi per variare la controreazione in c.a. sulla resistenza di polarizzazione.

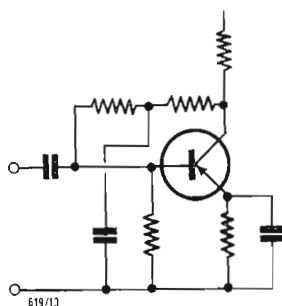
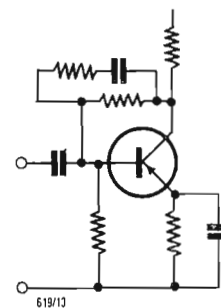
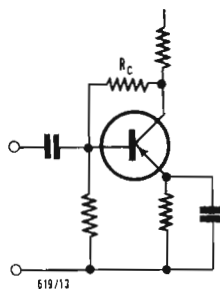



Fig. 7 - Metodi per variare la controreazione in c.a. sulla resistenza di polarizzazione.

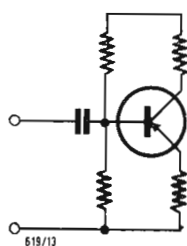



Fig. 8 - Controreazione in corrente mediante resistenza di emettitore.

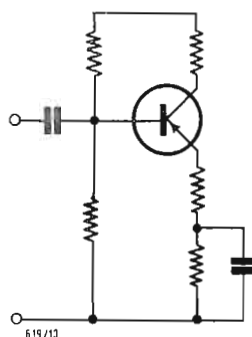



Fig. 9 - Controreazione in corrente mediante resistenza di emettitore.

della tensione determinata ai suoi capi dalla corrente di uscita, diviso il valore della corrente d'ingresso risultante.

La i_1 determina in R_c una caduta equivalente ad una resistenza molto superiore aumentando R_c o i_2 aumenta la resistenza d'ingresso. In questo caso la controreazione è proporzionale alla corrente di uscita.

Ne consegue che la controreazione è un mezzo efficace per alterare l'impedenza d'ingresso di un circuito oltre che per modificarne le caratteristiche di qualità con i vantaggi ben noti. Appunto perché in un amplificatore non si possono subordinare le esigenze di qualità a quelle dell'impedenza d'ingresso richiesta, torna utile usare sistemi di controreazione mista tensione corrente, al fine di conciliare un determinato fattore di controreazione con la impedenza voluta.

Si può esservare che la controreazione modifica la resistenza di uscita in egual maniera ma ciò non fa parte del problema qui proposto.

Nei circuiti a transistori le forme di controreazione più semplici sono quelle realizzabili su ogni stadio tramite la resistenza di polarizzazione o di emettitore. Nella fig. 5 la resistenza R_c tra collettore e base introduce una controreazione di tensione che diminuisce la resistenza d'ingresso. Questa resistenza fa parte del partitore di polarizzazione ed è quindi subordinata al valore richiesto per il corretto funzionamento del transistore e per una determinata stabilità termica. Si può aumentare e diminuire l'azione di questa resistenza con i circuiti di fig. 6 e 7, ma ciò complica il circuito ed è più pratico limitarsi all'azione parziale per correggere l'impedenza d'ingresso con una controreazione su tutto l'amplificatore in tensione se occorre diminuire il valore, in corrente se occorre aumentarlo, oppure con entrambi i sistemi se occorre introdurre un fattore di controreazione superiore a quello richiesto per la variazione d'impedenza voluta.

Nella fig. e 9 la resistenza di emettitore introduce una controreazione di corrente che aumenta la resistenza di ingresso. Essa è data da: $R_i = R_b + (a + 1) . (R_e + r_e)$ in cui R_b resistenza interna di base a fattore di amplificazione di corrente R_e resistenza sull'emettitore r_e resistenza interna di emettitore.

L'azione della resistenza di emettitore è la seguente: la corrente tra emettitore e collettore è funzione della t.t.p. tra base ed emettitore, ogni resistenza che si trova sul circuito di emettitore, compresa la resistenza interna di emettitore, del transistore stesso, dá luogo a una caduta di tensione, proporzionale alla corrente di base, moltiplicata per il fattore di amplificazione di corrente, che tende a diminuire la d.d.p. tra base ed emettitore.

Quando la base diventa negativa (transistore p.n.p.) rispetto alla massa, aumenta la corrente nel circuito di emettitore, quindi aumenta la caduta di tensione sulle resistenze R_e e r_e in modo che l'effettiva variazione di tensione tra base ed emettitore risulta inferiore a quella applicata tra base e massa.

Si può dire che la tensione applicata alla base incontra un minore assorbimento di corrente poiché di fatto dà luogo ad una caduta di tensione tra base ed emettitore inferiore a quella applicata tra base e massa, mentre la differenza di potenziale tra emettitore e massa, è supplita dalla amplificazione di corrente del transistore. Da qui la proporzionalità con le R_e, r_e e a.

Il valore della resistenza di ingresso, in questo caso non può superare il valore delle resistenze del partitore di polarizzazione che si trovano in parallelo tra base e massa.

Per superare i limiti posti da queste resistenze si può ricorrere allo schema di fig. 10. Mediante un condensatore si porta la tensione di emettitore al punto A. In questo caso lo stadio funziona anche con uscita da emettitore in cui la tensione di emettitore è uguale a circa 0,8 volte la tensione di ingresso.

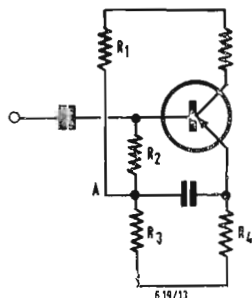



Fig. 10 - Metodo per aumentare la resistenza di ingresso oltre i valori di $R_1 . R_3$.

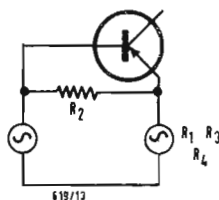



Fig. 11 - Circuito equivalente del precedente.

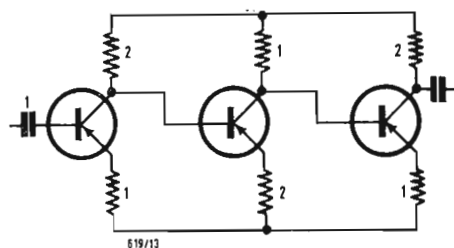



Fig. 12 - I numeri 1 indicano la fase e i numeri 2 l'opposizione di fase in un circuito a tre stadi.

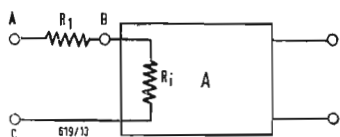



Fig. 13 - Circuito per verificare l'impedenza d'ingresso.

Ora, fig. 11, il transistore è l'utilizzatore e le resistenze in parallelo R_1 R_3 R_4 sono un generatore di tensione quasi uguale al generatore del segnale. Se le tensioni dei due generatori fossero uguali attraverso R_2 non scorrerebbe corrente e il suo valore sarebbe infinito. Dato che R_1 R_3 R_4 è un generatore con tensione leggermente più bassa, in R_2 scorre una corrente molto inferiore a quella che scorrerebbe se fosse collegata direttamente a massa quindi la sua impedenza verso il segnale di ingresso è elevatissima.

Per applicare una determinata controreazione tra due o più stadi si possono utilizzare i criteri che valgono per un solo stadio con la differenza che il segnale viene prelevato dopo un'amplificazione maggiore. Naturalmente occorre rispettare l'opposizione di fase tra il segnale d'ingresso e quello di reazione. Si può ancora ricordare che il segnale risulta in opposizione di fase sul collettore e in fase sull'emettitore rispetto alla base di uno stesso transistore. Considerando la fig. 12 il segnale è in fase nei punti 1 e in opposizione di fase nei punti 2. È possibile ottenere controreazione anche tra due punti della stessa fase, se essa viene applicata all'emettitore del transistore, poiché essa serve a diminuire la differenza di potenziale tra base ed emettitore, come nel caso della sola resistenza inserita nel circuito di emettitore.

Che in una catena di amplificazione costituita da diversi transistori si alternino punti in opposizione di fase è vero entro limiti molto ristretti. Il transistore, ancora più dei tubi elettronici, determina uno sfasamento proporzionale alla frequenza dovuto alle capacità interelettrodiche assai forti.

In un circuito di due stadi, tre al massimo, esiste una frequenza abbastanza bassa, alla quale i transistori possono oscillare, per la quale si supera lo sfasamento di 270° e quindi si innescano oscillazioni. Se da un canto può tornare utile usare transistori la cui banda passante non sia molto più larga di quanto richiesto, per evitare l'innesco ad una frequenza abbastanza bassa, è anche vero che i transistori hanno una banda passante stretta quando le capacità interelettrodiche sono alte e quindi determinano lo sfasamento oltre i 270° ad una frequenza più bassa. In pratica i provvedimenti che si possono adottare per evitare l'innesco di oscillazioni sono:

Controreazioni parziali su ogni stadio per non applicare una controreazione eccessiva tra gli stadi estremi;

Taglio delle alte frequenze oltre la banda interessata;

Neutralizzazione di uno o più transistori mediante capacità tra collettore e base;

Correzione della fase del segnale di controreazione mediante una rete di resistenze e capacità nel circuito di controreazione stesso.

Gli sfasamenti alle basse frequenze sono dovuti alle capacità in serie e queste sono costituite dai condensatori di accoppiamento che possono essere aumentati di valore entro limiti sufficienti.

Se il circuito richiede una impedenza d'ingresso precisa si troverà sempre un punto di equilibrio tra controreazione in tensione e controreazione in corrente che dà l'impedenza d'ingresso voluta. Per non ricorrere a valori di controreazione eccessivi, si potrà far uso di controreazione in tensione sul primo stadio e controreazione in corrente tra due o più stadi o viceversa.

Per verificare l'effettivo valore dell'impedenza d'ingresso, il sistema più semplice è quello per comparazione.

Nella resistenza d'ingresso R_i del circuito di fig. 13 e nella resistenza in serie all'ingresso R_1 circola la stessa corrente poichè R_i e R_1 sono in serie. Variando R_1 finchè nei punti AB e BC si misuri eguale tensione si trova il valore di $R_1 = R_i$ (se sono eguali le tensioni e le correnti devono essere eguali anche le resistenze). Poiché si tratta di segnali all'ingresso di un amplificatore, e quindi spesso assai piccoli, lo strumento più adatto è l'oscilloscopio, anche per la sua elevata impedenza che non altera il valore delle resistenze in questione.

È sconsigliabile prendere come valore della resistenza d'ingresso, il valore di quella resistenza che, inserita in serie all'ingresso, dimezza la tensione di uscita. Mentre a tutta prima si può ritenere che, dimezzando la tensione d'uscita si dimezza la tensione d'ingresso, e quindi quest'ultima venga ripartita in parti uguali tra la resistenza d'ingresso e la resistenza in serie, bisogna considerare che il carico sul generatore viene diminuito quindi la sua tensione aumenta e risulta ripartita in una parte più grande sulla resistenza in serie, e una parte più piccola, uguale alla metà della tensione prima dell'inserzione della resistenza, sulla resistenza d'ingresso. Quindi la resistenza in serie risulta maggiore e non uguale alla resistenza d'ingresso.

Ciò sarebbe vero se il generatore avesse un'uscita costante, ovvero se la sua resistenza interna fosse molto piccola e molto grande la resistenza del carico.

A.

dott. ing. Antonio Longhi

Due amplificatori Hi-Fi, 8 e 12 watt a transistori*

Non si può negare che la transistorizzazione degli amplificatori di alta fedeltà sia un problema di attualità; non c'è, per convincersene, che da affacciarsi all'abbondante letteratura consacrata a questo argomento, o gettare un colpo d'occhio sui cataloghi di certi fabbricanti, — ancora assai poco numerosi, è vero — che da poco tempo in qua mettono a disposizione degli amatori di musica, complessi transistorizzati di alta fedeltà.
Si tratta, senza dubbio, di un fatto importante che, se ce ne fosse ancora bisogno, comprova che i bei tempi degli amplificatori a tubi elettronici sono superati: non possiamo che rallegrarcene. Ciò non significa per nulla che noi abbiamo qualche rancore con questi bravi e buoni servitori che ci hanno dato — e daranno certamente ancora per molto tempo — molte soddisfazioni. Vogliamo invece significare che la tecnica progredisce a grandi passi e che sarebbe assurdo di non volere — sotto l'egida del conservatorismo — beneficiare dei vantaggi incontestabili e multiformi che la tecnica ci offre coi semiconduttori, in particolare nel campo dell'alta fedeltà. È nullameno ciò che noi ci sforzeremo di dimostrare ai nostri lettori, mercè lo studio che segue, dedicato alla analisi di due circuiti messi a punto dalla General Electric.

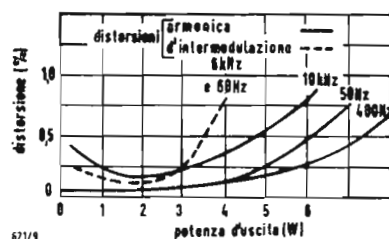



Fig. 2 - Curve rappresentative della distorsione armonica e di intermodulazione dell'amplificatore di fig. 1.

È FUORI DUBBIO che gli amplificatori di potenza transistorizzati sono usciti, ormai già da parecchio tempo, dallo stadio di laboratorio. Tuttavia i progressi non sono stati che lenti e limitati, sembra, soprattutto a motivo di questioni tecnologiche... e di prezzo di vendita: transistori capaci di « salire » molto alto in frequenza sono in realtà costosissimi e rari assai. È, senza dubbio, questo il motivo, per cui fino a questi ultimi tempi, era, per così dire, impossibile trovare amplificatori transistorizzati, che fornissero una decina di watt entro 30 Hz e 15 kHz.

Oggi, coi transistori di potenza al silicio, il problema è ben lontano dal rivestire la stessa acuità, non fosse altro, per cominciare, che perchè tali transistori ammettono una temperatura della giunzione più alta che i loro omologhi al germanio... e anche perchè la loro frequenza di taglio è più alta. Conseguenza pratica: si può ormai concepire la realizzazione di complessi a larga banda passante, di notevole potenza di uscita, che non sono afflitti da nessuna delle schiavitù dei circuiti a tubi elettronici (facciamo particolarmente allusione ai pesanti ed ingombranti trasformatori di uscita degli amplificatori a tubi elettronici). Infatti i transistori funzionano con tensioni basse e con notevoli correnti; con essi è facilissimo realizzare uno stadio di uscita senza trasformatore di accoppiamento, perchè la piccola impedenza dei transistori si presta egregiamente bene al loro collegamento diretto con la bobina mobile di un altoparlante.

Coi tubi elettronici una analoga soluzione è molto più difficile da realizzare e costringe notoriamente ad usare diversi tubi in parallelo per ottenere una impedenza di uscita sufficientemente piccola. Poichè tali circuiti richiedono l'impiego di altoparlanti di alta impedenza, generalmente si dà la preferenza a complessi a trasformatori, che, se si vogliono ottenere buone prestazioni, sono necessariamente voluminosi e costosi.

Questi inconvenienti non esistono negli stadi di uscita a transistori, che praticamente non soffrono di alcuno dei difetti qui soprà menzionati, Tuttavia,

(*) Da *Toute l'electronique* luglio agosto 1963, pag. 261

Fig. 1 - L'amplificatore « prima versione » è capace di fornire la potenza di uscita di 8 W con un segnale di 1,4 V_{eff} applicato all'entrata.

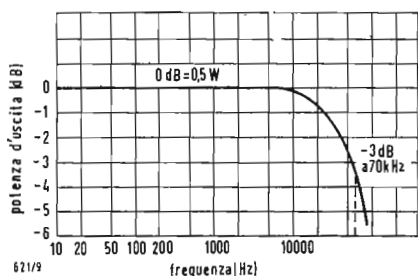
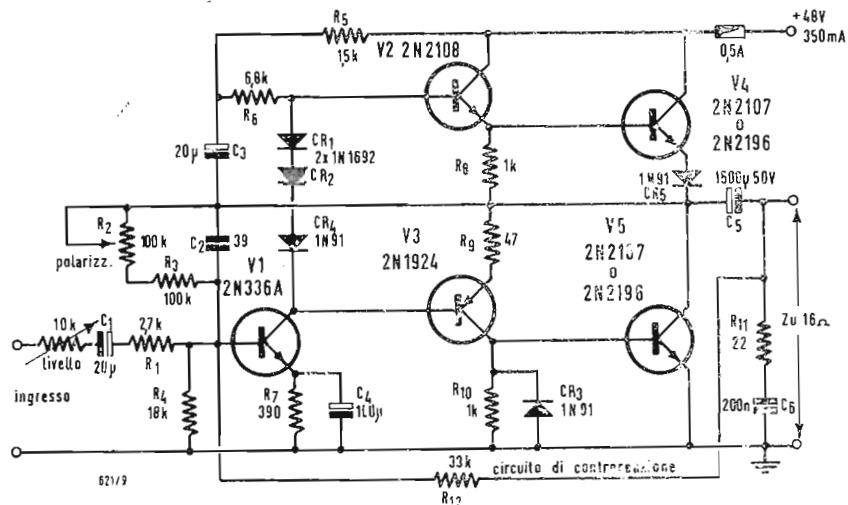



Fig. 3 - Banda passante dell'amplificatore « prima versione ». Il riferimento 0 dB corrisponde alla potenza di uscita di 0,5 W.

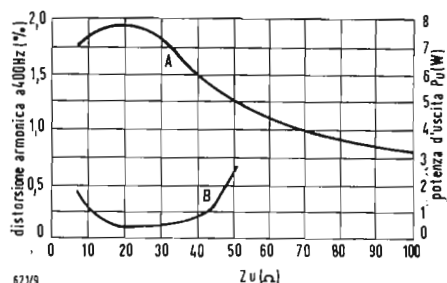



Fig. 4 - Potenza massima ricavabile in funzione dell'impedenza di uscita (A), e tassi di distorsione armonica in funzione dell'impedenza di carico adottata, per la potenza di uscita di 5 W (B)

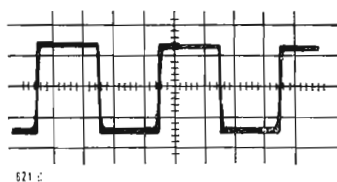



Fig. 5 - Questo oscillogramma di un segnale rettangolare illustra l'eccellente comportamento dell'amplificatore in regime transitorio (f = 2 kHz).

la funzionalità di simili circuiti essendo strettamente legata a quella dei transistori, specialmente riguardo alla banda passante ed alla potenza di uscita disponibile, conviene essere molto prudenti al momento della scelta di questi ultimi.

Attualmente, due tipi di transistori di potenza meritano di attirare l'attenzione più profondamente, di coloro che devono costruire amplificatori: si tratta dei tipi 2N2107 e 2N2108 (General Electric). Sono transistori « mesa » n-p-n al silicio; essi sono unitamente impiegati nei due circuiti che ora esamineremo in dettaglio.

1. - AMPLIFICATORE PRIMA VERSIONE POTENZA DI USCITA 8 W

L'amplificatore è di tipo ad accoppiamento diretto, il che presenta vantaggi dal punto di vista della banda passante ed autorizza l'uso di una rete di controreazione in continua, permettente di stabilizzare in temperatura tutto il circuito in modo molto efficace. Tale rete ha anche il merito di permettere una miglior ripartizione delle tensioni di alimentazione tra i due transistori dello stadio di potenza (V_4 e V_5), che, non dimentichiamolo, sono collegati in serie e funzionano in classe B. Lo stadio (V_2 e V_3), che alimenta quello finale, funziona anch'esso in classe B facendo ricorso allo schema Darlington. Si noti che il transistore V_3 è di tipo p-n-p: la sua base è collegata direttamente al collettore di V_1. Sul suo collettore si prelevano i segnali che si inviano alla base del transistore di potenza (V_5). In qualunque amplificatore funzionante in classe B, uno dei problemi più delicati da risolvere è quello della distorsione dovuta al raccordo delle caratteristiche. Qui sono state prese tutte le precauzioni per ridurre questa distorsione ad un livello impercettibile. Così, i transistori V_1 e V_5 sono stati montati in modo che la corrente diretta di base sia compresa fra 10 e 20 mA.

La giusta polarizzazione per questi ultimi è ricavata per caduta di tensione ai capi delle resistenze R_8 e R_{10} da 1 kΩ disposte in serie, rispettivamente nei circuiti di emettitore di V_2 e di collettore di V_3.

Riguardo ai transistori V_2 e V_3 si può fare un'identica osservazione a proposito della distorsione dovuta al raccordo delle caratteristiche; infatti la corrente di base di questi due componenti è stata ridotta di proposito a un basso valore (1 mA). La loro polarizzazione viene ottenuta per mezzo della d.d.p. esistente ai capi dei due diodi al silicio (CR_1 e CR_2) e del diodo al germanio CR_4 disposti in serie tra la base di V_2 ed il collettore di V_1. Questo modo di procedere permette d'altronde di compensare molto efficacemente la variazione della resistenza « emettitore-base » dei transistori che costituiscono lo stadio; variazione da contare al passivo per l'elevazione della temperatura.

Precisiamo infatti che la caratteristica termica della giunzione dei diodi è simile a quella della giunzione emettitore-base dei transistori. In conseguenza, quando la temperatura della giunzione dei transistori aumenta, la loro resistenza diminuisce; come quella dei diodi considerati; lo stesso accade per la d.d.p. esistente ai loro terminali , questa si abbassa di circa 2 mV per grado centigrado. È così che si compensa la variazione di resistenza della giunzione dei transistori, dovuta all'aumento di temperatura. Questa azione è poi completata dal diodo CR_5 (1N91) disposto in serie nel circuito di emettitore di V_4.

Fig. 6 - Dettagli pratici per la costruzione dei « radiatori », che devono essere montati coi transistori di potenza.

Da notare anche la presenza di una resistenza di 47 Ω (R_9) posta in serie col collettore di V_3 e che è in qualche modo incaricata di « assaggiare » il transistore considerato, creando una controreazione locale, i cui effetti sono del resto sfruttati per diminuire la distorsione.

Citiamo infine il diodo CR_3 disposto in parallelo all'entrata del transistore V , di cui la corrente di fuga proporzionale all'aumento di temperatura, permette di compensare l'aumento della corrente di collettore I_{CO} di V_3.

Lo stadio di entrata dell'amplificatore è equipaggiato con un 2N336A (V_1); questo transistore è polarizzato per la classe A: la sua corrente di emettitore è regolata a 3 mA. Si noti che una rete di controreazione presiede su tutto l'amplificatore: è stabilita fra i morsetti di uscita di quest'ultimo e la base del primo transistore V_1.

Siccome tale circuito abbassa l'impedenza di entrata di V_1, è necessario che la sorgente di modulazione collegata alla base di questo transistore abbia un'impedenza più alta di quella della entrata di V_1; se così non fosse, le tensioni di controreazione verrebbero in effetti derivate verso la sorgente di modulazione. È per questa ragione che è stata disposta, in serie col circuito di base di V_1, una resistenza di protezione (R_1 = 2,7 kΩ); questa resistenza limita il valore dell'impedenza minima « vista » dall'entrata dell'amplificatore e permette alle tensioni di controreazione (20 dB) di agire con la massima efficacia.

Per rimediare all'aumento di impedenza di cui soffrono gli altoparlanti elettrodinamici, specialmente alle frequenze superiori a 20 kHz, si è disposta in parallelo sui terminali di uscita, una rete di compensazione costituita da R_{11} (22 Ω) e C_6 (200 nF). Tale rete ha l'effetto di linearizzare la curva di risposta dell'insieme e si oppone ad una rotazione di fase intempestiva che verrebbe a compromettere la stabilità del circuito.

Un circuito di reazione *positiva* (~ 11 dB) è stabilita al livello dello stadio di entrata, per mezzo di C_3: essa permette ad un tempo, di compensare la dissimmetria dello stadio di uscita, e di trasmettere, senza tosatura, le punte delle alternanze positive dei segnali di modulazione. Questo circuito di reazione *positiva* è compensato da un altro circuito di reazione *negativa*, i cui segnali sono di uguale ampiezza, applicato alla base di V_1 per mezzo delle resistenze R_2 e R_3. Sempre a proposito di controreazione, segnaliamo che il valore del condensatore C_2 deve essere regolato in modo da avere una risposta corretta dell'amplificatore in regime rettangolare, il che si sarà ottenuto quando il tempo di salita sarà il più piccolo possibile e senza che vi sia tuttavia un overshoot balistico (sovraelongazione).

2. - LE CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO

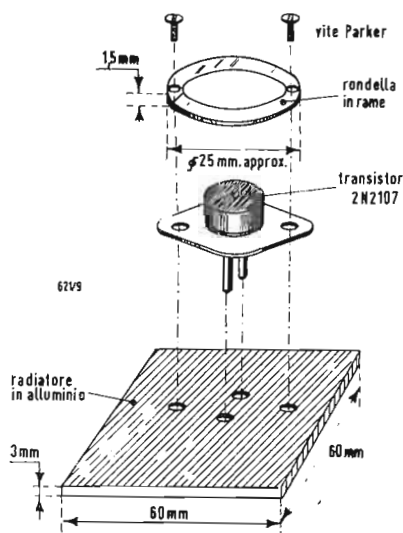
È sempre interessante conoscere le caratteristiche *reali* di un amplificatore, non soltanto riguardo alla banda passante, ma anche, e soprattutto, riguardo alla distorsione armonica e alla distorsione di intermodulazione. A questo proposito le curve di fig. 2 sono particolarmente eloquenti: sono state rilevate con un carico resistivo di 16 Ω. Esse forniscono il tasso di distorsione dell'amplificatore in funzione della potenza di uscita. Per ciò che riguarda la distorsione di intermodulazione (curva tratteggiata) le frequenze dei segnali impiegati erano rispettivamente 60 Hz e 6 kHz (rapporto delle ampiezze 4 : 1). Le altre curve si riferiscono ai tassi di distorsione armonica (sempre in funzione della potenza di uscita) e per frequenze di 50, 400 e 10.000 Hz.

La fig. 3 dà la banda passante dell'amplificatore: il riferimento 0 dB corrisponde alla potenza di uscita di 0,5 W. Precisiamo tuttavia che per la potenza di uscita di 5 W la curva di risposta dell'amplificatore è lineare entro ± 0,3 dB fra 30 Hz e 15 kHz, il che è evidentemente molto interessante. Questi risultati sono confermati dalla risposta dell'apparecchio in regime rettangolare, testimonio l'oscillogramma di fig. 5 rilevato alla frequenza di 2 kHz.

È possibile ricavare la potenza di uscita di 8 W applicando all'ingresso dell'amplificatore un segnale efficace di 1,4 V; in queste condizioni l'alimentatore deve essere capace di dare la tensione di 48 V con 350 mA.

Circa la potenza massima di uscita a 1 kHz, ci si può basare su cifre oscillanti fra 7,5 e 10 W. Queste cifre sono principalmente dovute alle caratteristiche dei transistori di potenza; esse possono variare da un esemplare all'altro (specialmente la resistenza di saturazione); nei casi nei quali si vuole estrarre il massimo dal circuito, conviene selezionare preventivamente i transistori V_4 e V_5.

Le curve di fig. 4 sono interessanti per più di una ragione: ci mostrano la potenza massima disponibile in funzione della impedenza di uscita (curva A) ed i tassi di distorsione armonica (rilevati a 400 Hz) in funzione dell'impedenza di carico impiegata, per la potenza di uscita di 5 W (curva B) È facile dedurre che l'impedenza di carico ottima (altoparlante) deve essere compresa fra 16 e 40 Ω.

A patto di montare i transistori di potenza con un radiatore costruito secondo lo schema di fig. 6, è possibile chiedere ai transistori V_4 e V_5 di fornire un segnale sinoidale di frequenza a 400 Hz, con una potenza di uscita continua di 1 W, senza veder aumentare il tasso di distorsione armonica con la temperatura ambiente di 80 °C: si tratta di un limite che non si saprebbe superare

senza esporsi a gravi inconvenienti, poichè la temperatura massima di funzionamento di V_3 è di 85 °C circa (V_3 è del tipo 2N1924-germanio). Per una temperatura superiore di funzionamento converrebbe fare appello ad un transistore al silicio.

Si fa osservare che il rendimento dell'amplificatore, il cui schema è dato in fig. 1, oscilla fra il 47 e il 60%; il rapporto segnale/disturbo del complesso è 98 dB, cioè è eccellente. Precisiamo infine che nel caso più favorevole (2N2107 selezionati) è possibile ricavare dall'amplificatore la potenza di uscita massima di 10 W, e ciò in regime continuo, senza timori per la vita di V_4 e V_5; ciò presuppone evidentemente che questi transistori siano montati conformemente alla fig. 6. In realtà tale « montatura » tiene conto della costituzione speciale dei 2N2107 e 2N2108, la pastiglia di silicio dei quali è montata direttamente sulla capsula del transistore; la rondella metallica in contatto con questa assicura una miglior dissipazione delle calorie in eccesso, di quella di un « radiatore » propriamente detto sul quale riposa il corpo del transistore. Le possibilità di dissipazione termica dell'insieme possono essere inoltre fortemente aumentate riempiendo, prima dell'assiemaggio, lo spazio compreso tra il transistore e il radiatore di alluminio, per mezzo di grasso ai siliconi. Si raccomanda pure di verniciare di nero il radiatore, salvo, ben inteso, dalla parte in contatto col cappellotto metallico del transistore. Tutto l'insieme deve essere evidentemente isolato dal telaio dell'apparecchio.

Nel caso di sostituzione dei 2N2107 con dei 2N2196 sarebbe possibile diminuire le dimensioni del radiatore in alluminio che potrebbe essere riportato a un quadrato di 5 × 5 cm, senza che le prestazioni dell'amplificatore avessero a soffrirne. Sola precauzione da osservare: l'alimentazione non deve presentare una resistenza interna superiore a 6 Ω.

Fig. 8 - Tassi di distorsione armonica e di intermodulazione dell'amplificatore di fig. 7.

3. - AMPLIFICATORE SECONDA VERSIONE POTENZA DI USCITA 12 W

Molti musicofili stimano che la potenza di uscita di 8 W sia insufficiente. Anche secondo questo parere si è studiato lo schema di fig. 7 capace di dare 12 W di potenza massima. Nello schema di fig. 1 la potenza massima di uscita era soprattutto limitata dalla tensione dell'alimentatore e dalla resistenza di saturazione dei transistori V_4 e V_5. Ancora, allo scopo di ridurre quest'ultima si è optato nell'amplificatore seconda versione (fig. 7) per uno schema in parallelo di due transistori 2N2107 (V_4, V_6 e V_5, V_7) in ciascun ramo dello stadio di uscita. Così facendo, infatti, si è potuto ridurre a metà la resistenza di saturazione e ottenere in tal modo, senza ulteriori complicazioni, la potenza di uscita di 12 W.

Notiamo tuttavia che sono state disposte resistenze di 0,47 Ω in serie in ciascun circuito di emettitore dei transistori da V_4 a V_7, allo scopo di ottenere una ripartizione più uniforme delle diverse correnti di entrata, queste resistenze contribuiscono anche a rinforzare la stabilità dello stadio di uscita, in seguito alle tensioni di controreazione apparenti ai loro terminali.

Il resto dello schema è conforme a quello di fig. 1, con l'eccezione però del circuito di collettore di V_1, dove non si fà più uso di un diodo 1N91; questa soppressione è stata giudicata necessaria per il fatto che è stato eliminato anche il diodo di compensazione CR_5 (1N91), che nello schema di fig. 1 è collegato in serie col circuito di collettore di V_1.

4. - CARATTERISTICHE

Abbiamo già precisato che la potenza massima di uscita è di 12 W. A 10 W

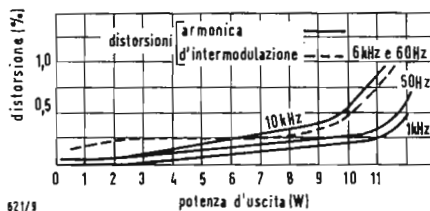
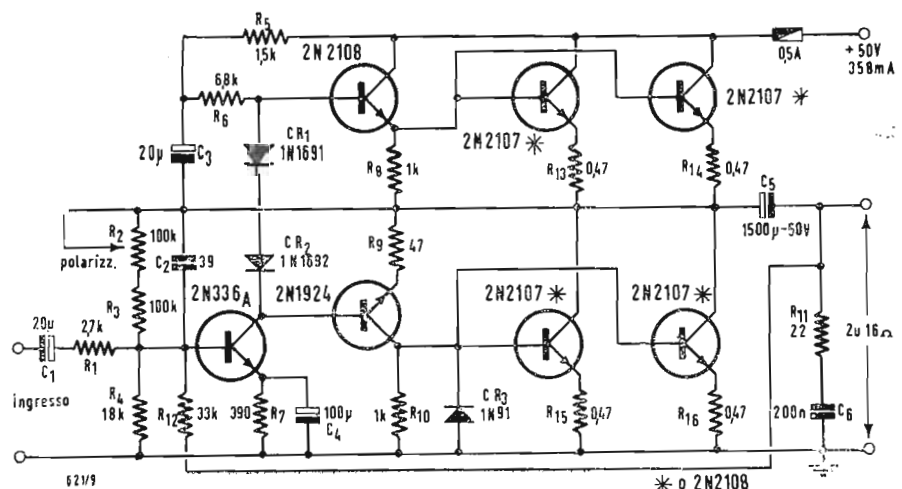



Fig. 7 - Schema dell'amplificatore « seconda versione ». La potenza di uscita massima può raggiungere 12 W.

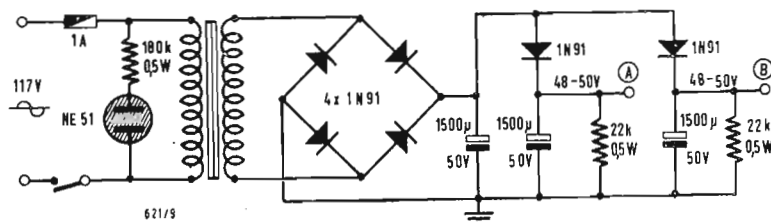



Fig. 9 - Schema pratico di un alimentatore, che può essere usato in connessione con due amplificatori di 12 W.

la sua sanda passante si estende da 30 Hz a 15 kHz. Con riferimento alla fig. 8 si nota che i tassi di distorsione armonica e di intermodulazione sono più bassi rispetto al primo amplificatore, e questo per una maggior potenza di uscita. Bisogna dire che questi risultati sono dovuti soprattutto al montaggio in parallelo dei transistori di potenza, in ciascuno dei rami dello stadio finale; così facendo infatti si dividono in due le variazioni di corrente propria di ciascun elemento il che permette di foggiare nelle migliori condizioni possibili la parte lineare della caratteristica.
Il rendimento dell'amplificatore di potenza, seconda versione, è dei più interessanti, poichè è dell'ordine del 67%; il rapporto segnale/disturbo è invariato e rimane migliore di 98 dB. Circa i « radiatori » necessari a ciascuna coppia di transistori di potenza, ci si ispirerà evidentemente al disegno di fig. 6. Tuttavia ci sarà interesse a montare su una stessa piastra di alluminio V_4 e V_6 da una parte, V_5 e V_7 dall'altra parte: in tali condizioni le dimensioni da dare a questo radiatore non saranno inferiori a 40 × 120 mm (spessore 2,5 mm circa.)
Un alimentatore capace di fornire 50 V con 400 mA completerà utilmente l'amplificatore di potenza. Si potrà, per l'alimentatore, ispirarsi allo schema di fig. 19. Precisiamo che esso è previsto per fornire una tensione continua, debitamente filtrata comprese fa 48 e 50 V, con una corrente prossima a 800 mA; in vero sono state predisposte due derivazioni (A e B), che sono destinate all'alimentazione di un complesso stereofonico composto da due amplificatori di potenza identici allo schema di figura 7. Si noti che in serie in ciascuna derivazione vi è un diodo 1N91 utilizzato qui. per « isolare » fra loro, in modo migliore possibile, i due rami della alimentazione; questa semplice precauzione evita molti guai nella messa a punto di un impianto stereofonico, ogni pericolo di accoppiamento dannoso per impedenza comune risultando così eliminato. Ricordiamo che la resistenza interna di un simile alimentatore deve evidentemente essere bassissima e, in ogni caso, mai superiore a 6 Ω.
I transistori di potenza, che saranno montati a coppie, potranno essere indifferentemente di tipo 2N2107 o 2N2196, questi ultimi accettando di funzionare con una temperatura di giunzione un po' più alta e accontentandosi di una radiatore un po' meno ingombrante.
Tuttavia non si trascurerà il problema importantissimo della dissipazione delle calorie eccedenti, avendo un radiatore convenientemente studiato l'effetto di assicurare una vita lunghissima ai transistori dello stadio di uscita e di acconsentire di ricavare da questi la massima potenza modulata. *A*

Microscopio collegato alla TV per gli impianti siderurgici

Un nuovo strumento per il controllo della qualità destinato all'industria siderurgica, consistente di un microscopio collegato ad una camera televisiva e a ricevitori televisivi, è stato recentemente esposto al pubblico a Cambridge, nell'Inghilterra orientale.
Lo strumento ispeziona un campione di una fusione di metallo ed entro pochi secondi fornisce informazioni circa la qualità mostrando all'operaio metallurgico quale percentuale di impurità non metalliche contiene.
Esso agisce come un calcolatore ad alta velocità, raccogliendo fatti e presentandoli istantaneamente. Esamina un campione di metallo, presenta un'immagine della sua superficie sullo schermo televisivo e mostra le impurità che appaiono come zone oscure. Esprime il loro totale come percentuale di tutta l'area superficiale del campione. Uno schermo televisivo dà un'immagine esatta di ciò che appare nella lente del microscopio e l'altro mostra solo le impurità che devono essere contate.
Sono previste applicazioni dello strumento in altri campi, come la biologia, la geologia e la meccanica, nonchè nelle industrie del legname e tessile.
La ditta che ha sviluppato lo strumento è specializzata nella ricerca metallurgica, ed esporta più del 60 per cento dei suoi prodotti. *(n.b.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

Registrazione contemporanea della voce e del pianoforte*

MOLTO è stato scritto sulla registrazione del piano, poco invece è stato finora pubblicato sulla registrazione contemporanea della voce e del piano. Prima di vedere come si può effettuare la registrazione delle due sorgenti sonore cerchiamo di studiare quali accorgimenti si devono adottare per ottenere una buona registrazione della voce, supponendo per il momento che sia stato risolto il problema della registrazione del piano.

Durante la registrazione il cantante deve trovarsi in una certa posizione rispetto al microfono e deve variare la sua distanza rispetto al microfono in accordo con il volume della sua voce ed il tipo di musica che sta eseguendo. Il cantante, se vuole ottenere la migliore utilizzazione della propria voce, deve cioè imparare quella che viene chiamata la « tecnica microfonica ».

La prima norma di questa tecnica consiglia al cantante di allontanarsi dal microfono quando il brano esige un aumento di volume e di avvicinarsi quando il volume si abbassa. Qualcuno potrà obiettare che in tal modo si otterrà un eccessivo livellamento dei toni ed una perdita di realismo nella riproduzione. Ciò può essere vero, e il cantante dovrà imparare a non esercitare un controllo eccessivo; lo spostamento in avanti ed indietro deve solo evitare le distorsioni con i volumi alti e l'inintelligibilità con i volumi bassi.

Non è facile dare delle distanze medie e degli spostamenti ammessi, perchè tutto dipende dal tipo di voce e di microfono impiegato. La migliore maestra è anche in questo caso l'esperienza. Si dovranno cioè fare delle registrazioni di prova, comprendenti una sufficiente varietà di esecuzioni; ed individuare qual'è la tecnica più adatta alla particolare combinazione di voce e microfono.

Si potrà trovare per esempio che dei toni bassi a volume ridotto fanno vibrare la struttura del microfono, se il cantante si avvicina oltre certi limiti. In tal caso sarà consigliabile mantenere un volume più alto ed una maggiore distanza dal microfono.

In un altro caso un crescendo di una soprano che si allontana dal microfono può perdere di efficacia perchè la sensibilità diminuisce rapidamente allo aumentare della distanza.

Qualcuno consiglia ai cantanti di girare la testa lateralmente rispetto al microfono nei passaggi a volume più alto. Un tale accorgimento può andar bene solo con i microfoni poco direzionali. Con i microfoni direzionali il volume registrato diminuisce rapidamente quando si gira la testa ma diminuisce la qualità della registrazione.

In casi particolari può essere difficile individuare la tecnica microfonica più adatta. Ci sono per esempio dei cantanti con voce particolarmente dura e soffiante. Tali effetti si possono ridurre ruotando la superficie del diaframma di circa 45°; l'angolo esatto dipende però dall'entità del difetto e dal tipo di microfono usato e può essere determinato solo mediante delle prove sperimentali.

Altri problemi possono essere dati da voci di contralto o di basso con volume ridotto ai bassi estremi. Il farsi troppo vicino al microfono può provocare un rombo con certi toni.

Anche in tal caso può essere conveniente ruotare di un certo angolo il microfono in modo da evitare che il suono colpisca direttanente il microfono.

In ogni caso occorre far capire ai cantanti che i loro movimenti rispetto al microfono devono avere sempre una ragione acustica; sono quindi da evitare gli spostamenti laterali; che, se possono trasmettere più sentimento a chi osserva l'esecuzione, non servono certo a migliorare la registrazione. I movimenti devono essere effettuati solo per controbilanciare dei volumi della voce eccessivamente alti o bassi.

È quindi da evitare anche la brutta abitudine di molti cantanti di agitare in modo violento il microfono. Quel che ne risulta è una innaturale oscillazione del livello di riproduzione, senza parlare dei fastidiosi rumori prodotti e della possibilità di danneggiare il delicato elemento sensibile del microfono.

Il cantante può sempre agire, oltre che sulla posizione e distanza rispetto al microfono anche sul controllo del vo-

(*) L. L. FARKAS, recensione da *Tape recording* giugno 1963, pag. 22.

lume della propria voce. Qui però il discorso diventa più delicato: non tutti i cantanti sanno o possono regolare il volume della loro voce. In genere un cantante lirico non riesce ad ottenere il meglio se non canta a pieno volume.

Anche in questo campo delle sicure indicazioni si possono derivare solo dall'esperienza.

Vediamo ora come si può risolvere il problema della registrazione contemporanea della voce e del piano. Il fatto che la registrazione avvenga con uno o due microfoni non ha molta importanza. Naturalmente nel secondo caso si ha una maggiore possibilità di controllo.

Il primo problema da risolvere è quello del rapporto dei volumi. In genere si ottiene un buon effetto con un volume della voce doppio del volume del piano. Se la regolazione non si può fare con il mescolatore dei due microfoni, sarà il cantante a regolare il volume della propria voce o la posizione rispetto al microfono.

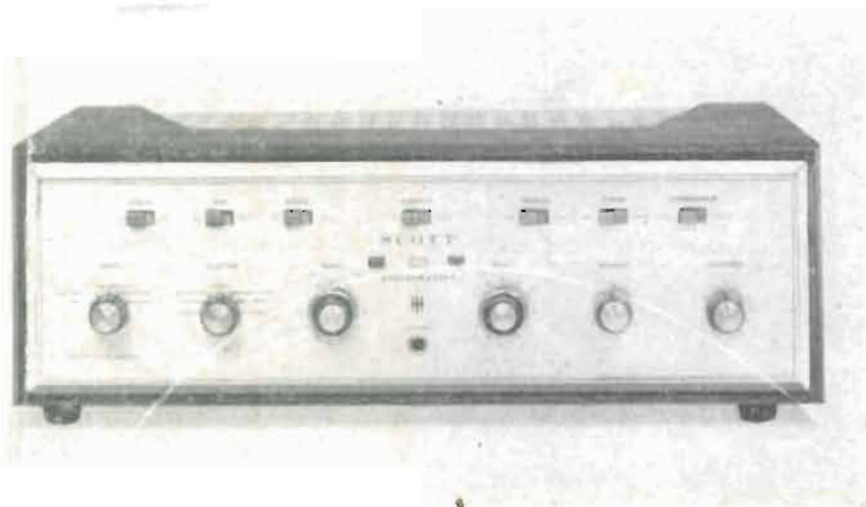
Un'altro problema importante, anche se spesso trascurato, è quello della prospettiva sonora. È molto importante che nella riproduzione il suono sembri provenire da un unico punto. È allora necessario che nella registrazione le distanze delle due sorgenti dal microfono siano equivalenti. Tutti noi possiamo sperimentare che l'effetto di un suono ascoltato da distanze diverse è differente.

Forse qualcuno dirà che una tale precauzione è veramente eccessiva ed in realtà anche noi pensiamo che molti ascoltatori non sanno individuare un difetto di prospettiva sonora, come del resto non molti sanno trovare in un quadro un difetto di prospettiva geometrica. La disarmonia che ne risulta, anche se non viene spiegata, viene però avvertita e può compromettere una esecuzione altrimenti perfetta.

Anche in questo caso delle sicure indicazioni si possono trovare solo dalla esperienza.

Per concludere riassumiamo in sette punti le avvertenze che si dovrebbero osservare nelle registrazioni della voce e del piano:

1. Individuate la giusta distanza di registrazione dal microfono per il vostro particolare tipo di voce.
2. Durante l'esecuzione muovetevi in avanti o indietro in modo da bilanciare i volumi troppo bassi o troppo alti. Controllate sperimentalmente la correttezza del bilanciamento.
3. Non ondeggiate lateralmente e non cambiate improvvisamente posizione rispetto al microfono durante l'esecuzione.
4. Non agitate o sbattete in modo troppo energico il microfono durante l'esecuzione e neanche dopo.
5. Cercate di dare alla vostra voce il volume con il quale ottenete i migliori risultati.
6. Verificate sperimentalmente il bilanciamento fra il volume del piano e quello della vostra voce e apportate le necessarie correzioni.
7. Fate in modo che le prospettive sonore del piano e della vostra voce siano le stesse.

A

H. H. Scott Inc. annuncia la produzione di un nuovo modello di amplificatore stereofonico da 80 W. Si tratta dell'ultima versione della serie 299, ben conosciuta da tutti gli specialisti. Le caratteristiche del modello 299 D che qui sopra illustriamo, sono brillanti. Citiamo: la risposta di frequenza da 19 a 25.000 Hz ± dB, la distorsione armonica contenuta al di sotto dello 0,8 %, il livello di rumore a — 80 dB.

0526 — Sig. Desiderio Marra — Roma.

D. 1) Desidererei conoscere la complianza laterale della testina PHILIPS AG 3302 e del tipo magnetodinamico e le loro caratteristiche in frequenza, nonché il valore della resistenza di carico raccomandato dal costruttore.
2) Mi interessa anche lo schema di un amplificatore controfase ad uscita catodica di elevata qualità e con potenza non inferiore ai 5 W di uscita.
3) Vorrei lo schema di un ottimo preamplificatore monoanrale con le seguenti caratteristiche: entrata bassa impedenza e sensibilità 10 mV; uscita 2 V; controlli di tono tipo Baxandall; equalizzazione per i vari tipi di curve incisione dischi; banda passante 20 — 20.000 Hz con distorsione massima dell'1 %.
4) Cosa ne pensate dell'altoparlante Geloso SP 301?
5) L'altoparlante della PHILIPS 9710 è buono? È sufficiente per un'alta fedeltà domestica (a parte un ottimo amplificatore e sistemi di altoparlanti) il giradischi PHILIPS AG2009 con testina magnetica?

R. 1) Ecco alcuni dati relativi alla testina stereo piezoelettrica PHILIPS AG 3302; cedevolezza laterale > 2.10^{-6} cm/dine; resistenza di carico raccomandata 0,5 MΩ; può arrivare fino a 1 MΩ. La PHILIPS non pubblica la curva di risposta in frequenza, è però noto che l'unità piezoelettrica presenta una sopraelevazione alle basse frequenze (circa 3 — 4 dB nella zona da 100 a 200 Hz, la risposta è poi quasi costante fino a circa 10 kHz, oltre i quali cade dolcemente); questo andamento semplifica l'equalizzazione dischi. Ecco i dati relativi la testina stereo magnetodinamica PHILIPS AG 3403: cedevolezza laterale ≥ $5,3.1^{-6}$ cm/dine; cedevolezza verticale ≥ $2,2.10^{-6}$ cm/dine; resistenza di carico raccomandata 68 kΩ; risposta costante entro ± 1 dB da 100 a $1,2.10^4$ Hz, oltre questi limiti la curva cade non rapidamente.
2) Le possiamo consigliare lo schema PHILIPS qui riportato, che rappresenta la miglior soluzione per l'amplificatore senza T. U. impiegante altoparlante ad alta impedenza (800 Ω) (vedi fig. 1).
3) Preamplificatore monofonico: consigliabile lo schema allegato; si tratta del WA — P2 HEATH-KIT HI-FI. Esso risponde a tutti i requisiti da Lei formulati. (v. fig. 2). Per la scatola di montaggio rivolgersi alla LARIR
4) L'altoparlante SP 301 Geloso è un buon woofer da usare con altro altoparlante per le note centrali e con un tweeter; occorre un doppio filtro di incrocio.
5) L'altoparlante PHILIPS 9710 ha trovato larghissima diffusione per le sue qualità veramente di alta fedeltà; il consenso del pubblico di tutte le nazioni è la miglior garanzia di bontà. Se non si vuole aggiungere un tweeter, è preferibile il 9710 M provvisto di conetto per le alte frequenze.
6) Sì, il giradischi PHILIPS AG 2009 soddisfa pienamente le esigenze di una ottima riproduzione domestica ad alta fedeltà.

Caratteristiche dell'amplificatore

Componenti

R_1 = 1 MΩ ± 20 %, ¼ W; R_2 = 680 Ω ± 5 %, alta stabilità, ¼ W; R_3 = 220 kΩ ± 10 %, alta stabilità, ¼ W; R_4 = 1 MΩ ± 20 %, ¼ W; R_5 = 5,1 kΩ ± 5 %, alta stabilità, ¼ W; R_6 = 33 kΩ ± 5 % alta stabilità, ¼ W; R_7 = 100 kΩ ± 5 %, alta stabilità, ¼ W; R_8 = 100 kΩ ± 10 %, ¼ W; R_9 = 620 kΩ ± 5 %, alta stabilità, ¼ W; R_{10} = 1 MΩ ± 5 %, alta stabilità, ¼ W; R_{11} = 1 MΩ ± 10 %, ¼ W; R_{12} = 1kΩ ± 20 %, ¼ W; R_{13} = 120 kΩ ±

Fig. 1/0526 - Schema elettrico dell'amplificatore Philipscon stadio finale in push-pull senza trasformatored'uscita equipaggiato con 2 × EL 86.

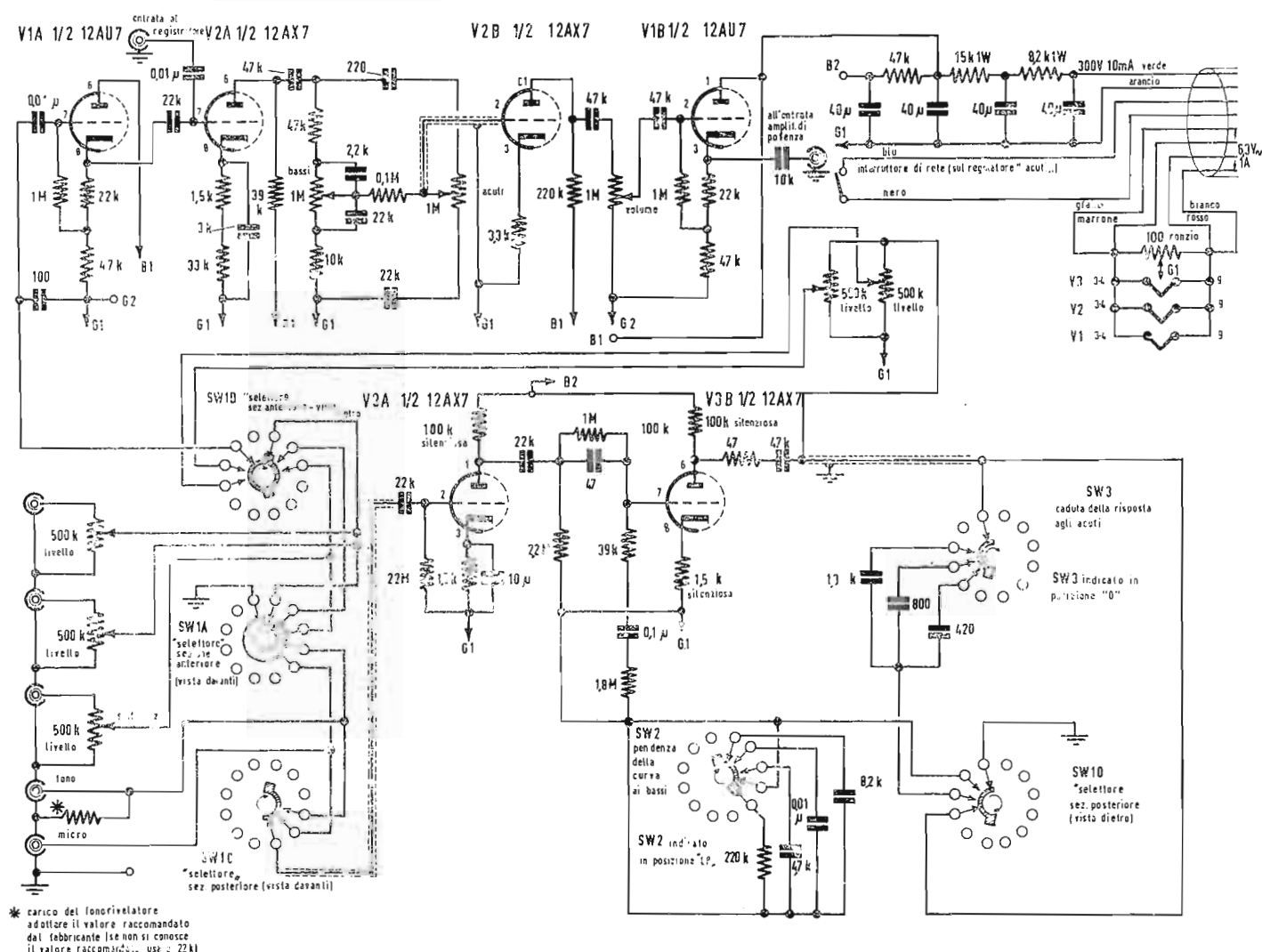



Fig. 2/0526 - Schema elettrico del preamplificatore Heath-Kit mod. WA-P2.

5 %, alta stabilità, ¼ W; R_{14} = 1 kΩ ± 20 %, ¼ W; R_{15} = 150 Ω ± 5 %; R_{16} = dipende dall'assorbimento del preamplificatore; R_{17} = 150 Ω ± 20 %, 6 W a filo.

C_1 = 0,1 μF; C_2 = 8 μF, 350 V lavoro; C_3 = 0,1 μF, 350 V lavoro; C_4 = 0,1 μF, 350 V lavoro; C_5 = 47 pF; C_6 = 47000 pF, 350 V lavoro; C_7 = 100 μF, 25 V lavoro; C_8 = 8 μF, 350 V lavoro; C_9 = 3 × 50 μF, 350 V lavoro; C_{10} = 2 × 50, μF, 350 V lavoro.

Dati tecnici principali

Potenza d'uscita: 10 W; Distorsione armonica: a 10 W : < 0,3%; a 11 W : < 1%, a 2 W : < 0,02 %; Curva di risposta in frequenza: piatta da 7 Hz a 40 kHz, inferiore di 3,8 dB a 300 kHz. Risposta in potenza: il livello corrispondente all'1 % di distorsione è uniforme da 30 Hz a 20 kHz; Sensibilità: a 50 mW di potenza d'uscita : 40 mV, alla massima potenza d'uscita : 0,6 V; Impedenza d'uscita: 800 Ω; Resistenza interna: 50 Ω.

Caratteristiche del preamplificatore

Ingressi:

Tre ingressi per livelli alti e due per livelli deboli, per ogni ingresso è prevista una regolazione indipendente. Ingressi per livelli alti, 1, 2 e Sintonizzatore per tensioni di 0,1 V o maggiori, impedenza d'ingresso 0,5 MΩ. Ingressi per livelli deboli, FONO e MICRO, per tensioni uguali o minori di 0,1 V, impedenza di ingresso per FONO o per registratore magnetico 22.000 Ω; impedenza per ingresso MICRO 2,2 MΩ.

Risposta di frequenza:

1,0 dB da 25 Hz a 30.000 Hz; 1,5 dB da 15 Hz a 35.000 Hz.

Ronzio e rumore:

0,5 V all'ingresso del sintonizzatore - 72 dB sotto 2,5 V efficaci; 6 mV all'ingresso del FONO - 62 dB sotto 2,5 V efficaci; 15 mV all'ingresso MICRO - 70 dB sotto 2,5 V efficaci.

Controllo di tono:

Controlli separati dei toni alti e dei toni bassi. Il controllo dei toni bassi fornisce una esaltazione di circa 18 dB e 12 dB di taglio a 50 Hz. Il controllo dei toni alti fornisce una esaltazione di circa 15 dB ed una attenuazione di 20 dB e 15.000 Hz.

Alimentazione:

Potenza richiesta da una sorgente esterna: 6,3 V c.a.; 1,0 A. 300 V c.c.; 10 mA.

Dimensioni di ingombro massimo:

Lunghezza 31; altezza 9; profondità 14,5 cm.

(*a. f.*)

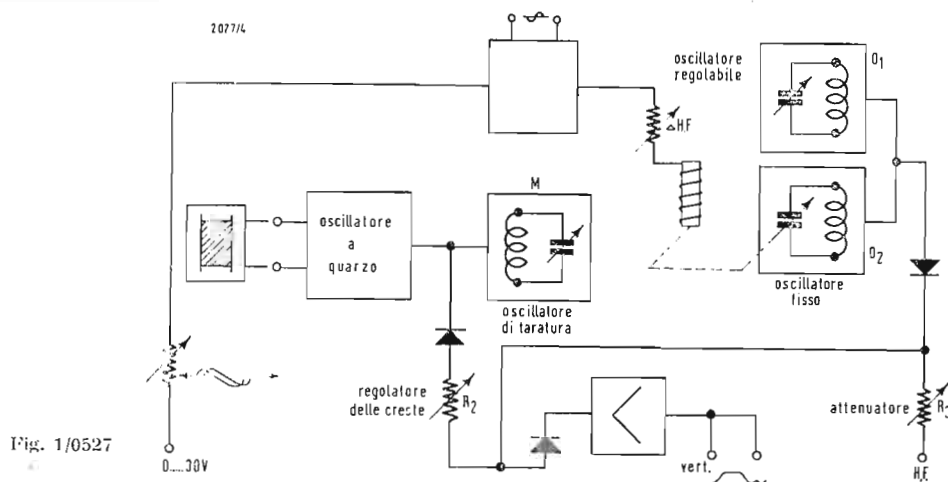



Fig. 1/0527

Alimentatori per c.c. con circuito di protezione elettronico

(segue da pag. 115)

d'avvio esterno *T* e con ciò portare la base del transistore TF65 di destra al potenziale di emettitore. Esso viene quindi bloccato, in conseguenza si apre l'altro TF65 e il circuito di sicurezza viene così a trovarsi nelle condizioni iniziali. Un condensatore di accoppiamento da 2 µF, inserito fra il polo negativo del raddrizzatore e la base del TF65 di sinistra, serve a trasmettere la componente alternata residua che influenza nel senso desiderato la sensibilità allo scatto del circuito di sicurezza in funzione della tensione di esercizio e della corrente assorbita. All'inserimento dell'unità la pressione del tasto di avvio provoca il cortocircuito del condensatore da 250 µF e la commutazione del circuito di sicurezza nella posizione di funzionamento.

3. - STABILIZZAZIONE

Nelle curve delle figg. 2, 3 e 4 è rappresentato l'andamento della tensione in uscita V_U in funzione della tensione di rete V_R e della corrente assorbita *I*. Le misure sono state eseguite su un unico esemplare SWV009 e per tre diversi valori della tensione in uscita: al limite inferiore: 10,2 V, al limite superiore: 13,8 V e nel punto centrale: 12 V. In tutte e tre le posizioni si nota solo una leggera dipendenza dalla tensione di rete e fino a metà carico una quasi assoluta indipendenza dal carico. Per valori del carico superiori gli andamenti non sono più uniformi perchè cominciano a farsi sentire anche le influenze del trasformatore, della compensazione e del circuito di sicurezza. Quindi se le esigenze di stabilità sono maggiori si deve utilizzare l'alimentatore solo fino a metà del carico. A

0527 - Radio Sciarra - Cosenza - R. Pieolini - Torino.

D. Si desidera conoscere le principali caratteristiche degli strumenti PHILIPS GM 5600 e GM2877.

R. L'oscilloscopio PHILIPS per servizio TV GM5600 ha le seguenti caratteristiche principali: *a)* Amplificatore ad accoppiamento diretto (cc 5 MHz), *b)* Sensibilità regolabile tra 50 mV/cm e 20 V/cm (precisione 4%) in modo continuo ed a scatti. Velocità di spazzolamento compresa tra 0,5 µsec/cm e 180 µsec/cm, *c)* Triggering stabile fino ad 1 MHz, *d)* Livello trigger regolabile od automatico, *e)* tubo a raggi catodici a schermo piatto del diametro di 7 cm, con tensione acceleratrice di 1600 V, *f)* Ingresso sull'asse orizzontale per accoppiamento sweep-marker.
Dati tecnici: Tubo a raggi catodici: È impiegato il tipo DH7-78 a schermo piatto avente il diametro di 7 cm. Deflessione massima 5 × 6 cm.
Amplificatore verticale: Larghezza di banda: 0-5 MHz; Tempo di salita: 70 mµsec. Sensibilità: 50 mV/cm. Attenuazione: in 9 scatti fino a 20 V/cm con regolazione continua nel tratto da 1 a 2,5. Precisione dell'attenuatore: 4%. Impedenza di ingresso 1 MΩ in parallelo a 45 pF. Tensione di ingresso: massima ± 150 V (valore massimo). Espansione base dei tempi: fino a tre volte.
Ingresso orizzontale: Larghezza di banda: 5 Hz - 2 MHz (alla massima sensibilità). Sensibilità: 3 V/cm. Attenuazione: fino a 50 V/cm regolabile in maniera continua. Impedenza di ingresso: 80.000 Ω con 15 pF. Tensione di ingresso: 100 V massimi.
Base dei tempi: regolabile in 7 gamme, in maniera continua dalla 1a alla 6a tra 0,5 µsec/cm e 30 msec/cm.
Possibilità del trigger: Interno od esterno, su fianchi positivi o negativi. Il livello del trigger e la stabilità sono regolabili. Sulla manopola di controllo del livello c'è una posizione di « trigger automatico ».
Trigger interno: occorre che il segnale abbia una ampiezza tale da produrre sul tubo a raggi catodici un oscillogramma di almeno 10 mm. di altezza.
Trigger esterno: l'ampiezza del segnale di comando deve essere di almeno 1 V per frequenze da 10 Hz a 1 MHz.
Triggering alla frequenza di rete: è possibile mediante un collegamento tra le boccole « trigger esterno » e « uscita di frequenza di rete ».
Spegnimento: Spegnimento ad accoppiamento in corrente continua della traccia di ritorno, durante il tempo di spazzolamento. Alimentazione di rete da 110 a 245 V. Frequenza di rete: 50-100 Hz. Consumo circa 85 W.
Dimensioni e peso: 34 × 16 × 25 cm; 10 chilogrammi. *Accessori*: Cordone per la rete, cavo di collegamento, manuale istruzioni.
Sonda attenuatrice: A parte viene fornita una sonda attenuatrice tipo GM4600A/10 con attenuazione 10 : 1. Impedenza di ingresso 10 MΩ in parallelo a 6 pF.
Un ottimo *generatore marker* (per il Sig. Paolini) è il GM2877. Le gamme di frequenza di questo oscillatore sono ottenute mescolando in un circuito a cristallo un segnale fornito da un oscillatore fisso a 335 MHz con un oscillatore regolabile in frequenza tra 335-555 MHz (fig. 1) Ciò consente di avere un campo di frequenze comprese fra 5-220 MHz e 440-880 MHz. L'oscillatore regolabile è modulato in frequenza per mezzo di un dispositivo elettrodinamico in modo che la tensione di uscita risultante dal battimento dei segnali dei due oscillatori è modulata in frequenza. Questa tensione è disponibile all'uscita HF tramite un attenuatore regolabile.
Un oscillatore di taratura fornisce un segnale a RF regolabile fra 25 e 55 MHz, ricco di armoniche. I segni di taratura dovuti a battimento delle frequenze dell'oscillatore principale e quello di taratura compaiono sotto forma di piccole creste sulla curva di risposta, osservata sullo schermo oscilloscopico.
Un oscillatore a quarzo consente di usare per la taratura dei cristalli a quarzo con frequenze comprese fra 0,5 e 20 MHz.
Principali caratteristiche: Gamme frequenza come detto più sopra. Attenuatore continuo, escursione di frequenza regolazione continua fino a 25 MHz. Mescolatore amplificatore con larghezza minima delle creste di taratura di circa 60 kHz. Le basse frequenze non sono amplificate. Alimentazione fra 110-245 V 50 Hz (la frequenza di rete per un buon funzionamento dell'apparecchio è tassativa).
Il signor Sciarra per le istruzioni in lingua italiana degli apparecchi in suo possesso potrà rivolgersi direttamente alla sede centrale della PHILIPS a Milano. (*P. Soati*)

0528 – ***Telemeccanica – Collegno.***

D. Desidera conoscere come ottenere del materiale avente caratteristiche uguali a quello descritto in un articolo de *l'antenna* relativo alla miniaturizzazione dei componenti.

R. L'articolo sulla *miniaturizzazione e la tecnica elettronica* è stato pubblicato nel n. 11 del 1962.

Numerose sono le ditte presso le quali è possibile procurarsi il materiale descritto nell'articolo in questione.

La Philips, ad esempio, è in grado di fornire altoparlanti miniaturizzati con cono di 5 cm. di diametro (AD2218Z).

Trasformatori di media frequenza, bobine di antenne bobine oscillatrici, resistenze, condensatori, normali ed elettrolitici, di tipo miniatura e subminiatura. A questo scopo può richiedere il catalogo all'indirizzo Philips, P. IV Novembre 3 Milano.

Fra le altre ditte che forniscono materiale miniatura segnaliamo: La Bay & C. Via F. Filzi 24 Milano, agente di diverse ditte estere. La Comel, Villa d'Adda (Bergamo). La Elettronica Metal Lux Viale Sarca 94, Milano (per le resistenze). La Ducati, Borgo Panigale (Bologna). Ricagni Via Mecenate 71, Milano. *(P. Soati)*

0529 ***Sig. – Zordan – Thiene.***

D. È richiesto lo schema di un amplificatore stereofonico a transistori.

R. In figura 1 è visibile lo schema di un interessante amplificatore stereo a transistori, di costruzione francese, la cui alimentazione naturalmente è effettuata con la rete lettrica ma che in relazione al ridottissimo consumo consente di ottenere un rendimento di circa il 20 % anziche dell'8 % come è normale per gli apparecchi a valvola dello stesso genere. Le principali caratteristiche sono: potenza modulata per canale 6 W. Distorsione totale di uscita 0,8 %.

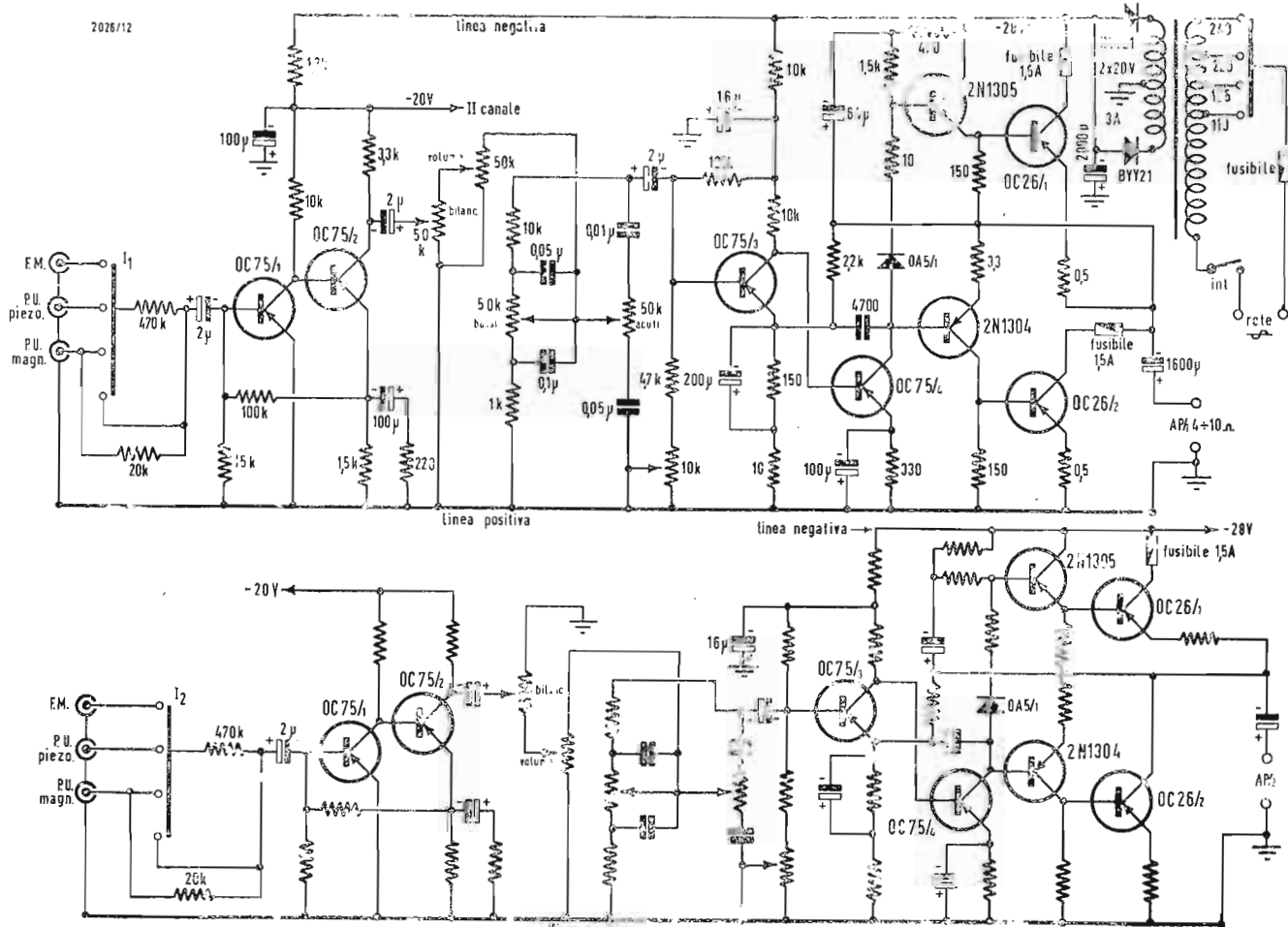
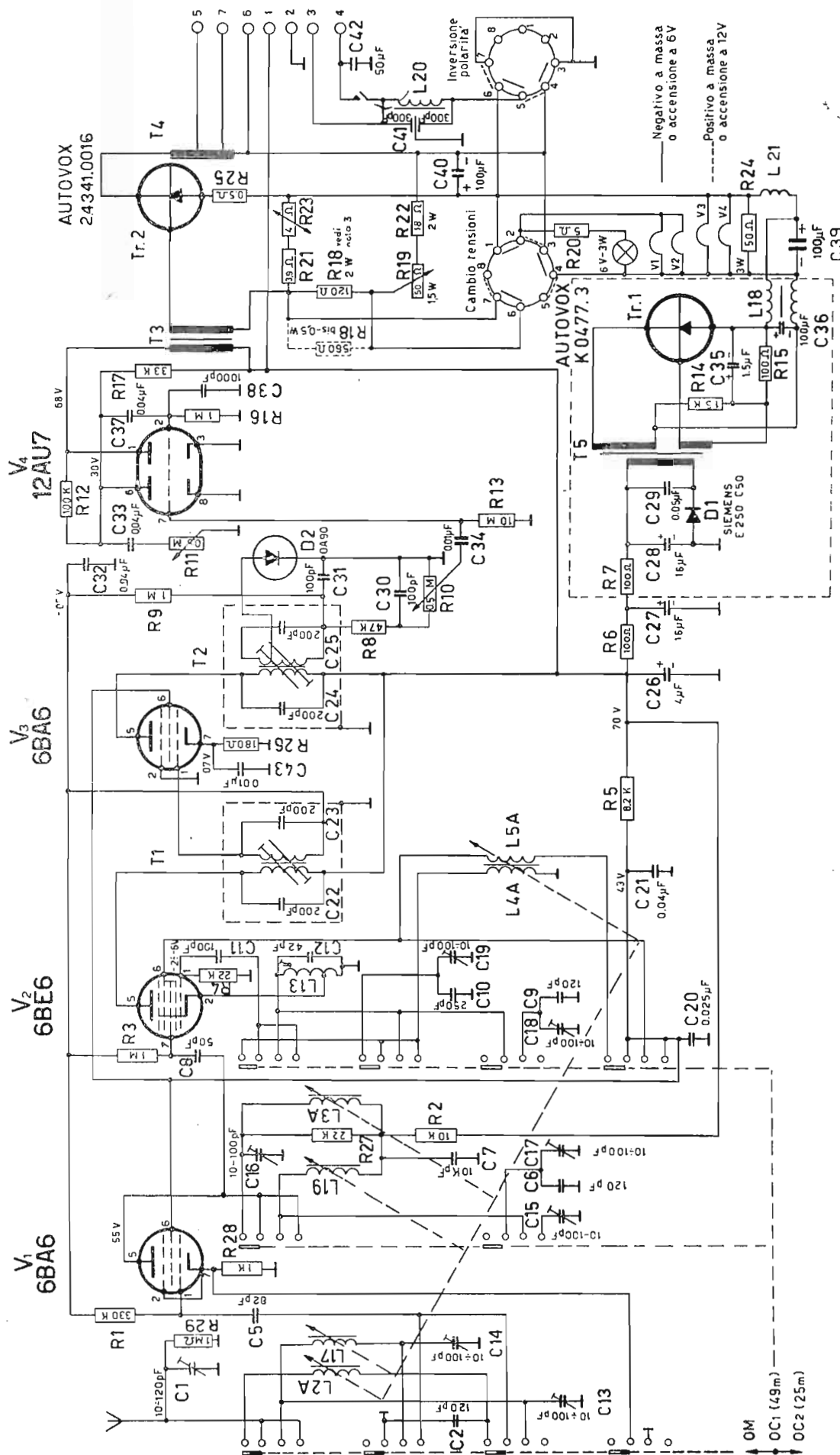
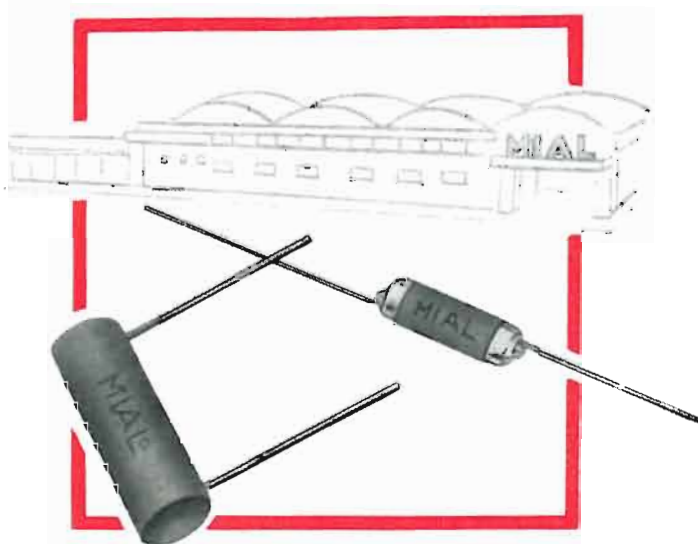
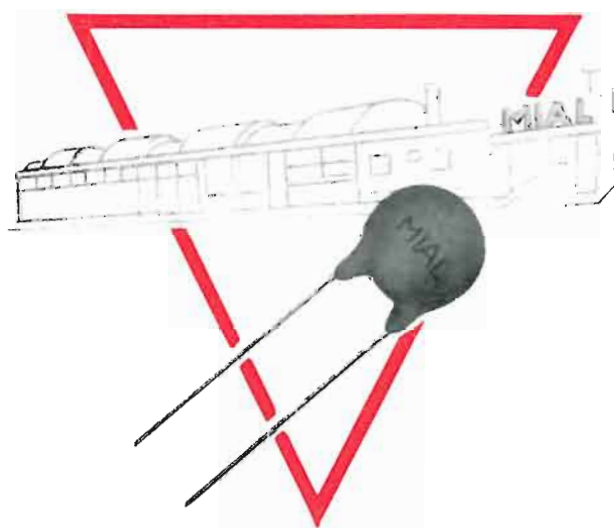
Entrata sintonizzatore: 150.000 Ω, 150-300 mV. Pick-up a cristallo = 500.000 Ω, 150-300 mA. Pick-up magnetico = 15.000 Ω, 10 mV. Controreazione 10 dB. Correzione dei bassi: ± 18 dB, correzione degli acuti: ± 12 dB. Consumo medio 30 W. Tensione di alimentazione 28 V, 3 A alla massima potenza. Impedenza di uscita 4 Ω. È raccomandato l'uso di altoparlanti da 2,5-4 Ω. La quarta presa per l'ingresso ha il compito di mettere in parallelo alla resistenza da 470.000 Ω un altra resistenza da 20.000 Ω in modo da ottenere una maggiore sensibilità del pick-up, nei casi in cui sia necessario.

L'apparecchio è stato montato su un piano avente le dimensioni di 360 × 210 mm con pannello anteriore di 95 mm. di altezza. La descrizione completa di questo interessante apparecchio può essere consultata nel n. 1067 del 1963 di *Le Haute Parleur.*

(P. Soati)

Fig. 1/0529

Schema elettrico del radioricevitore AUTOVOX Mod. RA 121

1) Salvo diversa indicazione le resistenze hanno la tolleranza di ±10 % e dissipano 1/4 di W a 70° C.

2) Le tensioni C.C. ±10 % sono misurate verso massa con voltmetro 11 Mohm di resistenza interna, senza segnale e il commutatore di gamma su onde medie.

STEREO POWER AMPLIFIER MASTER AUDIO CONTROL

CARATTERISTICHE

Uscite per altoparlante: 4,8 e 16 ohm per ogni canale.
Ingressi: Quattordici jack: sei a basso livello, otto ad alto livello, quattro magnetici (per fono o nastro), 2 ceramici o magnetici ad alto livello.
Uscite: Tre attraverso jack: due per registratore, una per canale centrale.
Comandi di regolazione: Controllo del volume, controllo della curva dell'intensità, commutatore di equalizzazione a due posizioni: RIAA per fono e NARTB per nastro, controllo dei bassi e degli acuti (individuali per ogni canale), bilanciamento, filtri antifruscio e antirombo, canale centrale, controllo dei livelli fono e nastro, regolazione della tensione di polarizzazione per le migliori condizioni di funzionamento degli amplificatori, selettori d'ingresso a cinque posizioni: mono-fono, inversione, stereo. A-B (in posizione mono-fono si può ascoltare senza disturbi un disco monofonico usando una capsula stereo).
Potenza: 18 Watt per canale effettivi.
Risposta di frequenza: entro ± 1 dB da 20 a 20.000 Hz.
Distorsione armonica: 0,5% a 18 Watt.
Rumore totale: Più di 90 dB al disotto dell'uscita nominale.
Separazione dei canali: Migliore di 50 dB.
Sensibilità a bassi livelli: (per l'uscita nominale): Fono magn. basso livello: 3,6 mV; Nastro: 2,2 mV.
Sensibilità ad alti livelli: (per l'uscita nominale): Sintonizzatore 0,22 Volt; Aux 1 0,18 Volt; Aux 2: 0,18 Volt; Monitore: 0,5 Volt.
Tubi impiegati: Undici: 4 - ECC83/7025/12AX7; 2 - 7247; 4 - EL84/6BO5; 1 - GZ34/5AR4.
Alimentazione: 220 Volt c.a. 50 Hz 125 Watt.
Dimensioni: 37 x 30,1 x 10,6 cm.
Peso: 10 Kg. circa.

MODELLO X - 100

prezzo speciale

L. 139.000

senza mobiletto contenitore